

一类空时码在协作通信中的应用研究

赵雄伟 郭金淮 于宏毅 胡捍英
(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

摘要: 该文将一种类似 ABBA 码的空时分组码进行了扩展,并用于协作分集网络中。分析了此码的可分解特性,讨论了该码的非正交性对性能带来的影响。通过仿真实验,给出了协作节点数目和系统性能之间的关系以及协作节点数的限制。结果表明,对于文中的协作通信系统而言,其中继节点数目为 8 业已足够,再增加中继数目对于系统性能的提升很小。

关键词: ABBA 码; 协作通信; 空时分组码; 分集阶数

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)05-1171-05

The Utilization of a Type of STC in Cooperation Communication

Zhao Xiong-wei Guo Jin-huai Yu Hong-yi Hu Han-ying

(College of Information Engineering, PLA Information and Engineering Univ., Zhengzhou 450002, China)

Abstract: In this paper, a new type of Space-Time Block Code (STBC) that is similar to ABBA code is expanded and utilized in CD(Cooperative Diversity) networks. The decomposable character and destructive influence of non-orthogonality of this code is evaluated. The constraint of the number of cooperative nodes and the trade off of which and receive performance is investigated with simulation. The result shows that, for the cooperative communication system this paper proposed, it is enough for 8 relay nodes to participate in cooperation and more relay nodes have little effect on the system performance improvement.

Key words: ABBA Code; Cooperative communication; STBC(Space-Time Block Code); Diversity order

1 引言

Ad-hoc 网络^[1]近年来引起了人们极大的兴趣。在 Ad-hoc 网络中,由于多径衰落和无线信道的时变性和接收性能带来的恶化是不容忽视的。分集技术^[2]可以通过在接收端合并多个经历独立衰落的信号样本以对抗无线信道中的衰落。协作通信^[3]是平衡衰落的有效手段之一,目前的协作通信按照信号处理方式主要分为:放大中继、解码中继、编码协作几种方式,在空时编码协作方面已经做了大量的研究^[2-6]。文献[5,6]中的方案是对 Alamouti 发射分集方案^[7]的扩展,其注意力主要集中在 4 个发送天线的分集。实际上文献[5,6]中对 Alamouti 码的扩展的做法得到的空时码和文献[8]中提出的 ABBA 码非常类似。文献[5]对 ABBA 码的扩展和译码方法做了论述并简要分析了四阶 ABBA 码的性能。文献[6]进一步分析了四阶的扩展 Alamouti 码的线性和非线性接收,指出了其接收过程中的分解处理特性。

Alamouti 方案可以看作发射天线数为 2 时的复信号 STBC (空时分组码),而 Alamouti 方案的独特之处在于它

是唯一具有复传输矩阵并实现全速率的 STBC。也就是说,在高维复传输矩阵的情况下,要将 STBC 用于协作通信中时,要保证全分集的性能,要么损失其传输速率,要么损失其正交性。本文对一种类似 ABBA 码的 STBC 进行了扩展,并用于协作分集网络中。一个基本的问题是:需要多少协作节点进行协作,即协作节点的个数和性能之间的关系是如何折衷的?这是本文研究的动机。

文章的安排如下:第 2 节给出了利用 STBC 进行协作通信的系统模型;第 3 节给出了高阶码的扩展方法;第 4 节分析了系统的线性接收性能,以及性能和协作节点数目的折衷关系;第 5 节对系统进行了计算机仿真;第 6 节是结束语。

2 系统模型

图 1 给出了协作通信的模型。本文给出的协作方案中,空时码的构造是通过各个中继节点的转发而实现的。其具体过程如下:设空时码的阶数为 M , Ad-hoc 网络根据信道特性选定最佳的 M 个中继节点作为协作节点,并对这些节点进

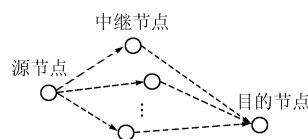


图 1 协作通信模型

2006-10-10 收到, 2007-03-26 改回

国家自然科学基金(60472064)和河南省自然科学基金 (SP05ZR23069)资助课题

行随机的编号。然后 M 个中继节点根据编号对信号进行长度为 M 的存储并将其映射成为对应的空时码的形式。这样,就得到了一个虚拟的 $M \times M$ 的发送矩阵。最后接收节点对其收到的信号进行译码。这是同一簇内的节点进行协作的情况。对于基于分簇的 Ad-hoc 网络而言,用一组扩频码区分用户,本簇内的用户使用同一个扩频码,不同簇之间使用不同的扩频码。下面对同一簇之间协作通信过程作一分析。

设发射的原始信息为 $\{s_i\}$, 源节点的扩频码为 C_s , N 为扩频码的长度。在 K 个符号周期内,源节点发送的序列为 $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_K)^T$, $(\cdot)^T$ 表示转置。假定源的信息可以可靠传输到中继节点,这样每个中继节点,得到的源的信号为: $\Phi = (C_s s_1, C_s s_2, \dots, C_s s_K)^T$ 。中继节点对此信号进行解扩得到源信号的复本为 $\Phi_{\text{relay}} = (s_1, s_2, \dots, s_K)^T$ 。设系统此时参与协作的中继节点数目为 M , 则中继节点共得到 M 个源信号的复本。中继节点采用的转发方式是译码转发,得到解扩后的信号分别进行取反、延迟、共轭,得到的从中继转发到第 i 个目的节点的信号为

$$\Phi_{Di} = (\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_K)^T = \tilde{\mathbf{s}}_i, \quad i = 1, 2, \dots, M$$

其中 $\tilde{\mathbf{s}}$ 代表对 \mathbf{s} 进行取反、取共轭、交换前后码元次序中的某一种变换。令 h_i 为第 i 个中继节点到目的节点之间的复信道因子,则 M 个中继的信号到达目的节点的信号为

$$\begin{aligned} \Phi_{RD} &= \left[\sum_{i=1}^M h_i \tilde{s}_{1i} \quad \sum_{i=1}^M h_i \tilde{s}_{2i} \quad \dots \quad \sum_{i=1}^M h_i \tilde{s}_{Ki} \right]^T \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{s}_{11} & \tilde{s}_{21} & \dots & \tilde{s}_{K1} \\ \tilde{s}_{12} & \tilde{s}_{22} & \dots & \tilde{s}_{K2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{s}_{1M} & \tilde{s}_{2M} & \dots & \tilde{s}_{KM} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_M \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{h} \end{aligned}$$

其中

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_M \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_{11} & \tilde{s}_{21} & \dots & \tilde{s}_{K1} \\ \tilde{s}_{12} & \tilde{s}_{22} & \dots & \tilde{s}_{K2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{s}_{1M} & \tilde{s}_{2M} & \dots & \tilde{s}_{KM} \end{bmatrix}^T$$

假设接收端的噪声为独立的 AWGN, 令 \mathbf{n} 代表 $1 \times K$ 维加性高斯变量, 目的节点接收到的信号为 $\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{h} + \mathbf{n}$ 。通常为了得到速率为 1 的 STBC 码, 取 $K=M$, 这样得到的 $\tilde{\mathbf{S}}$ 为方阵。为了处理方便可以将 \mathbf{r} 换一种写法 $\mathbf{r}' = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{s} + \mathbf{n}'$, 其中

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & h_{M1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & h_{M2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1M} & h_{2M} & \dots & h_{MM} \end{bmatrix}$$

注意到在上述的处理过程中用到了扩频技术。但是在本方案中除了用扩频码区分用户之外,只是利用扩频技术对抗系统的衰落和多径,以保证中继节点能够获得较好的 SNR。在以后的处理中,主要关注的是扩展的空时码在协作通信中的应

用得到的性能,不考虑扩频增益。

3 2^k阶 ABBA 码

3.1 码的扩展方法

文献[6]给出了 $K = M = 4$ 时的接收信号的表达式,并分析了接收机性能。为了将此码扩展到 2^k 阶,下面以 8 个中继节点为例简要分析码的扩展方法。由于中继节点数目为 8,所以需要构造一个 8×8 的发送矩阵。考察 Alamouti 方案[7]

$$\begin{aligned} \text{中的 2 阶正交信道矩阵} & \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}, \quad \text{令 } \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}, \\ \mathbf{H}_2 &= \begin{bmatrix} h_3 & h_4 \\ -h_4^* & h_3^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} h_5 & h_6 \\ -h_6^* & h_5^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} h_7 & h_8 \\ -h_8^* & h_7^* \end{bmatrix}. \\ \text{若 } \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad \text{同时令} \end{aligned}$$

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_1 \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{A} \\ -\mathbf{B} & \mathbf{B} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_3 & \mathbf{H}_4 \\ \mathbf{H}_4 & \mathbf{H}_3 \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{A} \\ -\mathbf{B} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 \odot 表示 Hadamard 积。构造的 8 阶发送矩阵如下:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 & \mathbf{G}_2 \\ \mathbf{G}_2 & \mathbf{G}_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

根据文献[8]中对 ABBA 码的定义,从式(1)可以清楚地看出这种 STBC 码和 ABBA 码之间的差异。本文利用和 ABBA 码类似的扩展方法对该码进行扩展,由于其实质和 ABBA 码非常接近,称之为类 ABBA 码。如果不作特别说明,在以下章节的讨论中本文所指的类 ABBA 码是由具有式(1)形式的空时码扩展而来的。

构造和式(2)结构一样的矩阵 \mathbf{F} , 参考文献[8]中给出的 ABBA 码的扩展方法,16 阶的类 ABBA 信道矩阵为 $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{F} \\ \mathbf{F} & \mathbf{G} \end{bmatrix}$ 。同理,可以扩展至 2^k 阶码。下面将说明利用这种形式构造的码具有可分解的特性,我们可以利用这种特性在接收端减少运算量,这是和普通的 ABBA 码的不同之处。

3.2 码的可分解特性

若发送的信道矩阵为 \mathbf{G} , 则接收信号为 $\mathbf{r}' = \mathbf{G}\mathbf{s} + \mathbf{n}'$, 其中 \mathbf{r}' 为接收信号, \mathbf{s} 为发送的源信号, \mathbf{n}' 为高斯白噪声。应用信道匹配滤波器,假设接收端完全知道信道信息,则有

$$\mathbf{r}_{mf} = \mathbf{G}^H \mathbf{r}' = \mathbf{K}_s \mathbf{s} + \mathbf{G}^H \mathbf{n}' = \mathbf{K}_s \mathbf{s} + \mathbf{n}_{mf}$$

其中

$$\mathbf{K}_s = \begin{bmatrix} \gamma & 0 & -\alpha & 0 & \beta & 0 & -\eta & 0 \\ 0 & \gamma & 0 & \alpha & 0 & \beta & 0 & \eta \\ \alpha & 0 & \gamma & 0 & \eta & 0 & \beta & 0 \\ 0 & -\alpha & 0 & \gamma & 0 & -\eta & 0 & \beta \\ \beta & 0 & -\eta & 0 & \gamma & 0 & -\alpha & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \eta & 0 & \gamma & 0 & \alpha \\ \eta & 0 & \beta & 0 & \alpha & 0 & \gamma & 0 \\ 0 & -\eta & 0 & \beta & 0 & -\alpha & 0 & \gamma \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \gamma &= \sum_{i=1}^8 |h_i|^2 = h^2, \alpha = 2j \operatorname{Im}(h_4 h_2^* + h_1 h_3^* + h_8 h_6^* + h_5 h_7^*) \\ \beta &= 2 \operatorname{Re}(h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*) \\ \eta &= 2j \operatorname{Im}(h_8 h_2^* + h_1 h_7^* + h_4 h_6^* + h_5 h_3^*) \end{aligned}$$

在下面的论述中,用 \mathbf{K}_M 表示 M 阶的码进行匹配滤波后得到的结果,它和 \mathbf{K}_8 具有相似的结构。由 \mathbf{K}_8 的形式可以看出它具有很好的对称性,它可以分解成为两个 4×4 阶的矩阵 $\mathbf{K}_{4,1}$ 和 $\mathbf{K}_{4,2}$, \mathbf{r}_{mf} 可以分解为两部分 $\mathbf{r}_{mf,1}$ 和 $\mathbf{r}_{mf,2}$:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{mf,1} = \mathbf{K}_{4,1} \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{r}_{mf,2} = \mathbf{K}_{4,2} \mathbf{s}_n + \mathbf{n}_2 \end{cases} \quad (4)$$

这里

$$\mathbf{K}_{4,1} = \begin{bmatrix} \gamma & -\alpha & \beta & -\eta \\ \alpha & \gamma & \eta & \beta \\ \beta & -\eta & \gamma & -\alpha \\ \eta & \beta & \alpha & \gamma \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{4,2} = \begin{bmatrix} \gamma & \alpha & \beta & \eta \\ -\alpha & \gamma & -\eta & \beta \\ \beta & \eta & \gamma & \alpha \\ -\eta & \beta & -\alpha & \gamma \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{s}_m = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \\ s_5 \\ s_7 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}_n = \begin{bmatrix} s_2 \\ s_4 \\ s_6 \\ s_8 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n}_1 = \begin{bmatrix} n_{mf,1} \\ n_{mf,3} \\ n_{mf,5} \\ n_{mf,7} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n}_2 = \begin{bmatrix} n_{mf,2} \\ n_{mf,4} \\ n_{mf,6} \\ n_{mf,8} \end{bmatrix}$$

由 $\mathbf{K}_{4,1}$ 和 $\mathbf{K}_{4,2}$ 的对偶关系可知,知道其中的一个很容易求出另外一个的值。由式(4)可以看出分解后的解的形式极其相似,除了元素符号的差异外,两个 4×4 的系统的信道矩阵几乎相同,而且它们的噪声是独立同分布的。

同样可以证明 2^k 阶码匹配滤波后的可分解特性,方法和上述分析方法类似。同时,由式(4)容易得知类 ABBA 码进行 ZF 和 MMSE 的接收时,也具有类似的分解特性,其证明过程在此不再赘述。可以利用这种分解特性在接收端有效地节省运算量。对 8 阶类 ABBA 码的协作通信系统而言,若使用 QPSK 调制它使得在接收时做的 4096 次搜索降为 512 次搜索,搜索次数减小到原来的 1/16。此结论对更高阶的码仍然成立。同时 2^k 阶码可以得到 2^k 阶分集,不能提供编码增益。这些性质的证明过程从略。

4 线性接收处理

4.1 线性接收机的 BER 的性能分析

对线性接收而言,ZF 和 MMSE 接收可以统一写为: $\hat{\mathbf{s}}_k = \operatorname{sgn}[(\mathbf{K}_M + \varsigma \mathbf{I})^{-1} \mathbf{r}_{mf}]_k$, 对 ZF 而言 $\varsigma = 0$, 对 MMSE 而言 $\varsigma = \sigma_\zeta^2$ 。从前述的处理过程中可知,其噪声分量通过处理服从 $cN(0, \sigma^2(\mathbf{K}_8 + \varsigma \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^H)$ 分布,对线性接收机的 BER 性能可以用下式衡量:

$$\operatorname{tr}[(\mathbf{K}_M + \varsigma \mathbf{I})^{-1} \mathbf{K}_M (\mathbf{K}_M + \varsigma \mathbf{I})^{-1}] = \sum_{i=1}^M \lambda_i = M u_M$$

其中 u_M 为 $(\mathbf{K}_M + \varsigma \mathbf{I})^{-1} \mathbf{K}_M (\mathbf{K}_M + \varsigma \mathbf{I})^{-1}$ 的对角线元素。

则当阶数为 8 时, u_8 的值如式(5)所示:

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{2(\alpha - \eta)^2 \varsigma}{((\gamma + \varsigma - \beta)^2 + (\alpha - \eta)^2)^2} + \frac{-\beta + \gamma}{(\gamma + \varsigma - \beta)^2 + (\alpha - \eta)^2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2(\alpha + \eta)^2 \varsigma}{((\gamma + \varsigma + \beta)^2 + (\alpha + \eta)^2)^2} + \frac{\beta + \gamma}{(\gamma + \varsigma + \beta)^2 + (\alpha + \eta)^2} \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

若为理想的正交方案,有 $\beta = \alpha = \eta = 0$ 。其噪声增量为 $u_{s,\text{ideal}} = \frac{\gamma}{(\gamma + \varsigma)^2}$ 。

当为 ZF 接收时,有 $\varsigma = 0$, 式(5)退化为

$$u_{s,\text{ZF}} = \frac{1}{2} \left(\frac{\gamma - \beta}{(\gamma - \beta)^2 + (\alpha - \eta)^2} + \frac{\gamma + \beta}{(\gamma + \beta)^2 + (\alpha + \eta)^2} \right)$$

而此时将 $\varsigma = 0$ 代入可得理想正交方案的 u_8 为 $u_{s,\text{ideal}} = 1/\gamma$ 。

相对于理想的正交方案的噪声增量为

$$E \left\{ \begin{matrix} u_{s,\text{ideal}} \\ u_{s,\text{ZF}} \end{matrix} \right\} \quad (6)$$

其中 $E\{\}$ 为求均值。当信道矩阵的各元素满足瑞利衰落时,考察式(6),由于分析其具体的分布过于繁琐,通过仿真得到噪声增量的均值为 2.4dB。所以相对理想的(8,1)方案,性能会有 2.4dB 的性能恶化,从后面的数值仿真可以看到相似的结论。

4.2 接收性能和中继节点数目的关系

在这里,中继节点数目等价于类 ABBA 码的阶数。为了分析接收机性能和中继节点数目的关系,本文比较了不同阶数的噪声增量和此阶数下 MISO 系统相对于 SISO 系统的性能增益。当信道为瑞利衰落(复高斯)、系统误码率为 10^{-4} 、接收端采用 ZF 接收时,通过与不同阶数时相对应的式(6) 仿真有表 1 所示的关系。

表 1 接收性能和中继节点数目的关系

中继数目	噪声增量(dB)	分集增益(dB)	性能增益(dB)
4	1.76	20.5	18.74
8	2.4	23	20.6
16	4.12	25.3	21.18

5 数值仿真

仿真条件如表 2 所示,对此 STBC 在协作分集系统中的应用做了 ZF 和 MMSE 接收的误符号率性能仿真。图 2 为中继节点为 4,即类 ABBA 码的阶数为 4 时的性能曲线。为了对比,将其和理想情况下 2 发 1 收、4 发 1 收的性能曲线作了对比。其中 ABBA Theory 曲线所代表的性能是指理想 4 发 1 收性能恶化 1.76dB 的曲线。ABBA-ZF 和 ABBA-MMSE 分别是指接收使用 ZF 和 MMSE 时,应用本文的类 ABBA 码的性能。由图 2 的仿真曲线可以看出,由于码字的非正交性,ABBA-ZF 和 ABBA-MMSE 的性能均劣于理

想的4发1收。而 ABBA Theory 的性能在高信噪比下和 ABBA-ZF 的性能相近, 和前面的分析一致。图3为中继节点为8时, ZF 和 MMSE 接收的性能。其中 ABBA Theory 曲线所代表的性能是指理想8发1收性能恶化2.4dB的曲线。从图中可以看出 ABBA-ZF 和 ABBA-MMSE 的性能和4阶情况相似的规律, 对两者的性能比较可以得知从4阶上升到8阶的性能增益没有从无分集到4阶情况性能增益大。图4为中继节点为16时, ZF 和 MMSE 接收的性能。从仿真结果可以看出从8阶增加到16阶时接收性能只有不到1dB的提升。这意味着, 采用类 ABBA 码的分布式空时码协作系统在16阶的情况较8阶相比几乎拿不到好处, 而且从8阶到16阶系统的复杂度上升了不少, 故16阶的情况几乎没有实用价值。究其原因是因为码的非正交性导致了噪声的增强, 这种自干扰效果抵消了由于分集而带来的好处。高阶码这个特点限制了基于空时码在协作通信时参与转发的中继节点的数目。故可以得出结论, 在用类 ABBA 码的协作分集系统, 其参与协作空时编码的节点个数到8已经足够, 再增加节点数目已带不来什么好处。

表2 仿真参数

码元速率	1.28MHz
采样频率	5.12MHz
基带成型滤波器滚降因子	0.22
调制方式	QPSK
信道	瑞利衰落(复高斯建模)
仿真符号个数	1600000

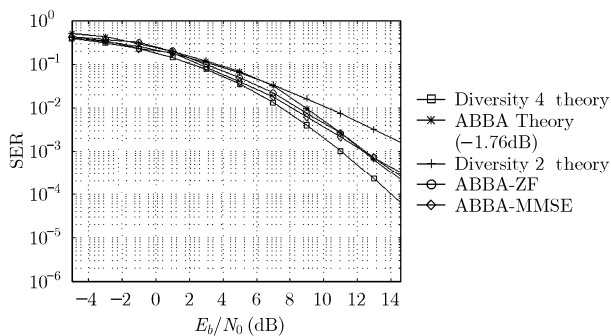


图2 中继节点为4时误符号率

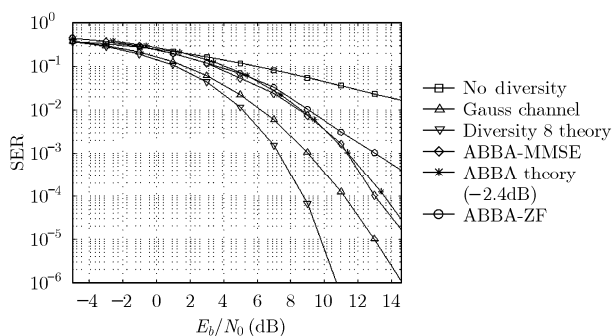


图3 中继节点为8时误符号率

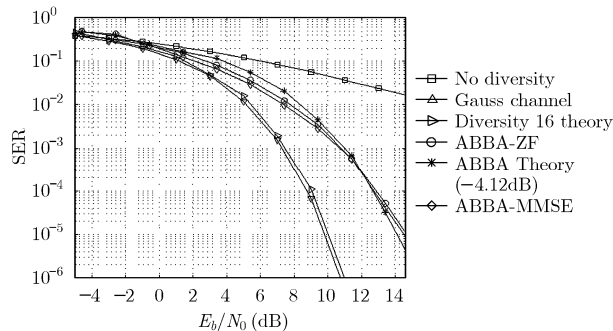


图4 中继节点为16时误符号率

6 结束语

业已证明当发射天线数 >2 时, 复信号的 STBC 不能同时满足以下3个条件: (1)正交设计, (2)码率 $R=1$, (3)达到最高的分集增益。本文所用的类 ABBA 码可达到全分集和最大发送速率 $R=1$, 不能提供编码增益。但类 ABBA 码上述特性是以编码的非正交性为代价的。它的非正交性导致了最大似然检测是非线性的, 因此与正交码的检测过程相比, 需要更高的检测复杂度。同时, 类 ABBA 码的可分解特性以及和其匹配滤波后的系数矩阵的可降阶特性可以在实际中减小译码的运算复杂度。但是, 由于编码的非正交使得检测矩阵中引入了自干扰项, 它削弱了分集带来好处。通过仿真分析可知, 本文中的协作通信方案适用于最多8个中继节点参与协作, 如果系统有剩余的节点, 应该将其应用于复用而不是分集, 以更好地利用系统资源。

参考文献

- [1] Goldsmith A and Wicker S. Design challenges for energy-constrained ad hoc wireless networks. *IEEE Wireless Communications Magazine*, 2002, 9(4): 8-27.
- [2] Vucetic Branka and Yuan Jinhong. *Space-Time Coding*. Sussex: John Wiley, 2003: 54-64
- [3] Laneman J and Wornell G. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2003, 49(10): 2415-2425.
- [4] Stefanov A and Erkip E. Cooperative space-time coding for wireless networks. *IEEE Trans. on Commun.*, 2005, 53(11): 1804-1809
- [5] Rupp M and Mecklenbrauker C F. On extended alamouti schemes for space-time coding. *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, 2002, vol.1: 115-119.
- [6] Papadias C B and Foschini G J. A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas. *Proc.*

- Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'01), Salt Lake City, 2001, vol.4: 2481-2484.
- [7] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless Communications. *Journal of Selective Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [8] Tirkkonen O, Boariu A, and Hottinen A. Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+Tx. Proc. IEEE sixth Int. Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, New Jersey, 2000, vol.2: 429-432.
- 赵雄伟: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为 Ad-hoc 网络、协作通信.
- 郭金淮: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为无线传感器网节能通信及分布式协作通信.
- 于宏毅: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信号处理、无线自组织网络、无线传感器网络等.
- 胡捍英: 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为移动通信.