

一种新的准正交空时分组码设计方法^{*}

倪英俊¹, 李明奇¹, 郭文强²

(1. 电子科技大学 数学科学学院, 成都 611731; 2. 新疆财经大学 计算机科学与工程学院, 乌鲁木齐 830012)

摘要: 自 Jafarkhani 提出非正交空时分组码以来, 其构造方法一直是研究热点之一。构造了一种发射天线为 4 的准正交空时分组码, 为了改善该分组码性能, 对输入信号进行了旋转预处理, 得到旋转后的准正交空时分组码; 系统的接收端采用最大似然译码方法。数值仿真显示, 没有预处理的准正交空时分组码的误码率与已提出的准正交空时分组码相当。然而, 经旋转后的空时分组码的误比特率至少有 2 dB 改善。

关键词: 准正交空时分组码; 最大似然译码; 旋转变换

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2011)02-0665-04

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2011.02.073

Novel design method of quasi-orthogonal space-time block code

NI Ying-jun¹, LI Ming-qi¹, GUO Wen-qiang²

(1. School of Mathematical Sciences, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 611731, China; 2. School of Computer Science & Engineering, Xinjiang University of Finance & Economics, Urumqi 830012, China)

Abstract: Since Jafarkhani gave the concept on the non-orthogonal space time block code, the constructing methods of it are always one of the hot research topics. This paper proposed a new quasi-orthogonal space-time block code (QOSTBC) for four transmits. Obtained a new rotated QOSTBC when input signal was preprocessed by a rotation transformation, to improve the code performance. Adopted maximum likelihood (ML) decoding algorithm at receiver. The numerical simulation results show that the performance of the unpreprocessing QOSTBC is similar to the known QOSTBC. However, BER performance of the rotated QOSTBC is improved 2dB at least.

Key words: quasi-orthogonal space-time block code; maximum likelihood decoding; rotation transformation

0 引言

随着 Internet 和多媒体业务的普及, 越来越多的应用需要高速无线接入。为了实现高数据速率和高业务质量, 要求采用新技术来提高频谱效率和改善链路可靠性。1998 年 Alamouti^[1] 提出两根发射天线的空时分组码, 因为其性能较好、结构简单、译码复杂度低, 引起了国内外学者的广泛关注。Tarokh 等人^[2,3] 利用正交设计理论提出可达到全分集的正交空时分组码。Liang 等人^[4,5] 证明了在复数域范围内, 正交空时分组码当发射天线 $N \geq 3$ 时, 不能达到满传输速率。Jafarkhani^[6] 提出通过牺牲编码正交性从而可以获得满传输速率的准正交空时分组码。Tirkkonen、Boariu 和 Hottinen (简称 T. B. H.)^[7] 随后又提出了不同于 Jafarkhani 的适合四根发射天线的可达满传输速率的准正交空时分组码。空时分组码已经应用于 IEEE 802.11n/D1.0、IEEE 802.16 等标准中。

根据文献[6]的定义, 准正交空时分组码的编码矩阵是一个 $p \times n_t$ 的矩阵 X , 其中, n_t 为发射天线的数目, p 为码字传输周期。该矩阵的元素为 $0, \pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_n$ 及其共轭 $\pm x_1^*, \pm x_2^*, \dots, \pm x_n^*$ 。若 $v_i, i=1, \dots, n$ 表示矩阵 X 的列向量, 则任意一个列向量 v_i 仅与一个列向量 $v_j, j \neq i$ 相关 (非正交), 而其他列向量正交, 即满足 $X^H X = D$ 。矩阵 D 除对角线元素外,

每一个行向量均只有一个不为零的元素。于是

$$D = \sum_{i=1}^n |x_i|^2 I + B$$

其中: 矩阵 B 表示 X 的非正交特性。编码矩阵的共轭元素的不同分布对矩阵 B ^[8] 中元素的分布会产生影响。

Jafarkhani 和 T. B. H. 提出的编码矩阵都具有在低 SNR 下性能优于正交空时分组码的特点, 该优势是以牺牲分集阶数为代价的。Sharma 等人^[9] 提出在准正交设计结构中引入星座旋转的方法, 可使其具有满分集, 且性能不论是低 SNR 还是高 SNR 都要优于正交空时分组码。

目前, 准正交空时分组码的设计研究主要集中于四根发射天线的编码设计^[10~12]。本文基于 Hou 等人^[8] 对准正交编码矩阵的分析方法, 首先提出一种适合四根发射天线的新准正交空时分组码; 然后, 利用 Givens 矩阵旋转方法^[13,14], 得到性能比传统编码更优的改进的准正交空时分组码。数值仿真显示改进后的准正交空时分组码对于系统的性能至少有 2 dB 的改善。

1 系统传输模型

为了便于编码性能的讨论, 假设通信系统有 N 根发射天线, 1 根接收天线。其待传信号序列为 $x_1, x_2, \dots, x_k$ 。序列通过准正交空时编码器后, 其传输矩阵的一般格式可以表示为

收稿日期: 2010-08-25; 修回日期: 2010-10-08 基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60902074)

作者简介: 倪英俊 (1984-), 女, 重庆人, 硕士研究生, 主要研究方向为编码理论与应用 (handsome219@163.com); 李明奇 (1970-), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为信息论和编码理论; 郭文强 (1975-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为计算机通信、信号处理等。

$$X=\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \cdots & c_N^1 \\ c_1^2 & c_2^2 & \cdots & c_N^2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_1^p & c_2^p & \cdots & c_N^p \end{pmatrix}$$

其中: $c_i^j, i=1,2,\cdots,N, j=1,2,\cdots,p$ 为第 i 根发射天线在 j 时刻发送的信号,且元素 c_i^j 为信号序列 $x_1, x_2, \cdots, x_k$ 及其共轭的线性组合形式。则通过信道传输后,接收端在 p 时段内接收到的信号矩阵模型为

$$Y=XH+N \tag{1}$$

其中: $Y=(y_1y_2\cdots y_p)^T, H=(h_1h_2\cdots h_N)^T, N=(n_1n_2\cdots n_N)^T, y_j$ 表示接收天线在 j 时刻接收到的信号, h_i 表示第 i 根发射天线到接收天线的复信道增益特征, N 为加性高斯白噪声向量。信号序列 $x_1, x_2, \cdots, x_k$ 在 p 时段内从发送端传送到接收端,则该通信系统的传输速率为 $R=k/p$ 。

2 准正交空时分组码构造

2.1 新编码构造方法

假设发送的信号序列为 x_1, x_2, x_3, x_4 , 记

$$A_{12}=\begin{pmatrix} x_1 & -x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{pmatrix}, A_{34}=\begin{pmatrix} x_3 & -x_4 \\ -x_4 & x_3 \end{pmatrix}$$

设计新的空时分组码为

$$X=\begin{pmatrix} A_{12} & A_{34} \\ -A_{34}^* & A_{12}^* \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} x_1 & -x_2 & x_3 & -x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ x_4^* & -x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \tag{2}$$

则

$$X^H X=\begin{pmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \beta_1 & \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_1 & \beta_1 \\ 0 & 0 & \beta_1 & \alpha_1 \end{pmatrix}$$

其中: $\alpha_1=\sum_{i=1}^4 |x_i|^2, \beta_1=2\text{Re}(-x_1x_2^*-x_3x_4^*)$ ($\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部)。显然, X 满足准正交空时分码的定义,且反映 X 非正交性的 B 表示为

$$B=\begin{pmatrix} 0 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \beta_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_1 \\ 0 & 0 & \beta_1 & 0 \end{pmatrix}$$

因此,该空时分组码(式(2))是一种新的准正交空时分组码。于是,接收端接收到的信号为

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} x_1 & -x_2 & x_3 & -x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ x_4^* & -x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}\times\begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{pmatrix} \tag{3}$$

其矩阵描述可以表示为 $Y=XH+N$ 。矩阵 X, Y, H, N 定义如式(3)。对 Y 的第 3、4 行同时取共轭,可得到系统等价模型为

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3^* \\ y_4^* \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} h_1 & -h_2 & h_3 & -h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & -h_3^* & -h_2^* & h_1^* \end{pmatrix}\times\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{pmatrix} \tag{4}$$

在式(4)中,其等价信道矩阵定义为

$$\tilde{H}=\begin{pmatrix} h_1 & -h_2 & h_3 & -h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & -h_3^* & -h_2^* & h_1^* \end{pmatrix}$$

于是

$$\tilde{H}^H \tilde{H}=\begin{pmatrix} \alpha & \beta & 0 & 0 \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & \beta & \alpha \end{pmatrix}$$

$$\alpha=\sum_{i=1}^4 |h_i|^2, \beta=2\text{Re}(-h_1h_2^*-h_3h_4^*) \tag{5}$$

式(5)中, β 反映了等价信道矩阵 $\tilde{H}$ 中存在非正交性的特点,在译码时存在困难,影响了空时编码的性能。因此,需要对空时编码(式(2))进行改进,以消除等价信道矩阵存在的非正交性,从而提高系统的编码性能。

2.2 改进的准正交空时分组编码构造

为了改善准正交空时分组码(2)的性能,需要将对称矩阵 $\tilde{H}^H \tilde{H}$ 对角化。为此,引入 Givens 旋转变换^[10, 11]。设

$$G_1=\begin{pmatrix} \cos(\pi/4) & \sin(\pi/4) & 0 & 0 \\ -\sin(\pi/4) & \cos(\pi/4) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$
$$G_2=\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\pi/4) & \sin(\pi/4) \\ 0 & 0 & -\sin(\pi/4) & \cos(\pi/4) \end{pmatrix}$$

令 $G=G_1G_2$, 则

$$G^H \tilde{H}^H \tilde{H} G=\begin{pmatrix} \alpha-\beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha+\beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha-\beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha+\beta \end{pmatrix} \tag{6}$$

其中: $\alpha-\beta=\sum_{i=1}^4 |h_i|^2-2\text{Re}(-h_1h_2^*-h_3h_4^*); \alpha+\beta=\sum_{i=1}^4 |h_i|^2+2\text{Re}(-h_1h_2^*-h_3h_4^*)$ 。

由式(6)可知,为了达到正交解码,希望得到的等价信道矩阵为

$$\hat{H}=\sqrt{2}\tilde{H}G=\begin{pmatrix} h_1+h_2 & h_1-h_2 & h_3+h_4 & h_3-h_4 \\ h_2+h_1 & h_2-h_1 & h_3+h_4 & h_4-h_3 \\ h_3^*+h_4^* & h_3^*-h_4^* & -h_1^*-h_2^* & -h_1^*+h_2^* \\ h_3^*+h_4^* & h_4^*-h_3^* & -h_1^*-h_2^* & -h_2^*+h_1^* \end{pmatrix} \tag{7}$$

根据式(7)的特点可知,需要对准正交空时分组码进行改进。于是,先对待发送信号序列 x_1, x_2, x_3, x_4 进行预处理,对信号作旋转变换:

$$G(x_1x_2x_3x_4)^T=(c_1c_2c_3c_4)^T$$

其中: $c_1=x_1+x_2, c_2=-x_1+x_2, c_3=x_3+x_4, c_4=-x_3+x_4$ 。

再送入编码器

$$X=\begin{pmatrix} c_1 & -c_2 & c_3 & -c_4 \\ -c_2 & c_1 & -c_4 & c_3 \\ -c_3^* & c_4^* & c_1^* & -c_2^* \\ c_4^* & -c_3^* & -c_2^* & c_1^* \end{pmatrix}$$

则有

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} c_1 & -c_2 & c_3 & -c_4 \\ -c_2 & c_1 & -c_4 & c_3 \\ -c_3 & c_4 & c_1 & -c_2 \\ c_4 & -c_3 & -c_2 & c_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 + x_2 & x_1 - x_2 & x_3 + x_4 & x_3 - x_4 \\ x_1 - x_2 & x_1 + x_2 & x_3 - x_4 & x_3 + x_4 \\ -x_3^* - x_4^* & -x_3^* + x_4^* & x_1^* + x_2^* & x_1^* - x_2^* \\ -x_3^* + x_4^* & -x_3^* - x_4^* & x_1^* - x_2^* & x_1^* + x_2^* \end{pmatrix}$$

于是,定义了一组新的空时分组码矩阵 $\hat{X}$ 为

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} x_1 + x_2 & x_1 - x_2 & x_3 + x_4 & x_3 - x_4 \\ x_1 - x_2 & x_1 + x_2 & x_3 - x_4 & x_3 + x_4 \\ -x_3^* - x_4^* & -x_3^* + x_4^* & x_1^* + x_2^* & x_1^* - x_2^* \\ -x_3^* + x_4^* & -x_3^* - x_4^* & x_1^* - x_2^* & x_1^* + x_2^* \end{pmatrix}. \quad (8)$$

并且式(8)满足:

$$\hat{X}^H \hat{X} = \begin{pmatrix} a & b & 0 & 0 \\ b & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & b \\ 0 & 0 & b & a \end{pmatrix}$$

$$a = 2 \sum_{i=1}^4 |x_i|^2, b = 2(|x_1|^2 - |x_2|^2 + |x_3|^2 - |x_4|^2) \quad (9)$$

因此, $\hat{X}$ 为改进后准正交空时分组编码。这时,其接收端接收信号为

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_1 \\ \hat{y}_2 \\ \hat{y}_3 \\ \hat{y}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 + x_2 & x_1 - x_2 & x_3 + x_4 & x_3 - x_4 \\ x_1 - x_2 & x_1 + x_2 & x_3 - x_4 & x_3 + x_4 \\ -x_3^* - x_4^* & -x_3^* + x_4^* & x_1^* + x_2^* & x_1^* - x_2^* \\ -x_3^* + x_4^* & -x_3^* - x_4^* & x_1^* - x_2^* & x_1^* + x_2^* \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{pmatrix} \quad (10)$$

对第3、4行元素同时取共轭,得到需要的系统等价模型

$$\begin{pmatrix} \hat{y}_1 \\ \hat{y}_2 \\ \hat{y}_3^* \\ \hat{y}_4^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 + h_2 & h_1 - h_2 & h_3 + h_4 & h_3 - h_4 \\ h_2 + h_1 & h_2 - h_1 & h_3 + h_4 & h_4 - h_3 \\ h_3^* + h_4^* & h_3^* - h_4^* & -h_1^* - h_2^* & -h_1^* + h_2^* \\ h_3^* + h_4^* & h_4^* - h_3^* & -h_1^* - h_2^* & -h_2^* + h_1^* \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{pmatrix} \quad (11)$$

由式(6)(11)可知,改进后的准正交空时分组码(式(8))可以通过正交方式解码,提高了系统的性能。

3 译码与性能分析

3.1 译码分析

对于接收模型(式(3)),编码矩阵 X 为准正交空时分组码, X 的第1列只与第2列有关,第3列只与第4列有关。最大似然译码算法对空时分组码译码的判决式^[3]可简化为

$$T = \sum_{t=1}^p \sum_{m=1}^M \left(-y_{mt} \sum_{n=1}^N h_{mn}^* x_{nt} - y_{mt}^* \sum_{n=1}^N h_{mn} x_{nt} + \sum_{n=1}^N |h_{mn}|^2 |x_{nt}|^2 \right) +$$

$$\sum_{t=1}^p \sum_{m=1}^M \left(\sum_{n=1}^N \sum_{n'=1, n' \neq n}^N h_{mn} x_{nt} x_{n't}^* h_{mn'}^* \right) \quad (12)$$

其中: $t=1, 2, \dots, p$ 表示空时分组码传输周期; $m=1, 2, \dots, M$ 表示接收天线数; $n, n'=1, 2, \dots, N$ 表示发射天线数。

对接收信号(式(3))的等价模型(式(4))利用判决式(12)进行译码, $M=4, t=1, N=4$, 即

$$T = \sum_{m=1}^4 \left(-y_{m1} \sum_{n=1}^4 h_{mn}^* x_{n1} - y_{m1}^* \sum_{n=1}^4 h_{mn} x_{n1} + \sum_{n=1}^4 |h_{mn}|^2 |x_{n1}|^2 \right) + \sum_{m=1}^4 \left(\sum_{n=1}^4 \sum_{n'=1, n' \neq n}^4 h_{mn} x_{n1} x_{n'1}^* h_{mn'}^* \right) \quad (13)$$

由于 $\tilde{H}$ 存在非正交性,在下列四种情况下:当 $n=1$ 且 $n'=2$; 当 $n=2$ 且 $n'=1$; 当 $n=3$ 且 $n'=4$; 当 $n=4$ 且 $n'=3$ 。一定有

$$\sum_{m=1}^4 \left(\sum_{n=1}^4 \sum_{n'=1, n' \neq n}^4 h_{mn} x_{n1} x_{n'1}^* h_{mn'}^* \right) \neq 0$$

利用 $\tilde{H}$ 的非正交性,可把判决式(13)分解为两个自变量不同的二元函数之和:

$$T = f_{12}(x_1, x_2) + f_{34}(x_3, x_4) \quad (14)$$

其中:

$$f_{12}(x_1, x_2) = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 (|x_1|^2 + |x_2|^2) + 2\operatorname{Re}\{(-y_1^* h_1 - y_2^* h_2 - y_3 h_3^* - y_4 h_4^*)x_1 + (y_1^* h_2 + y_2^* h_1 + y_3 h_4^* + y_4 h_3^*)x_2\} + 4\operatorname{Re}\{(-h_1 h_2^* - h_3 h_4^*)x_1 x_2^*\}$$

$$f_{34}(x_3, x_4) = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 (|x_3|^2 + |x_4|^2) + 2\operatorname{Re}\{(-y_1^* h_3 - y_2^* h_4 + y_3 h_1^* + y_4 h_2^*)x_3 + (y_1^* h_4 + y_2^* h_3 - y_3 h_2^* - y_4 h_1^*)x_4\} + 4\operatorname{Re}\{(-h_1 h_2^* - h_3 h_4^*)x_3 x_4^*\}$$

因此,根据式(14)的特点可以在星座图中找到可能的码字对 (x_1, x_2) 和 (x_3, x_4) , 满足 $\operatorname{argmin} \|f_{12}(x_1, x_2)\|, \operatorname{argmin} \|f_{34}(x_3, x_4)\|$, 其解码算法的复杂度与文献[1]相当。

对于模型(式(10))中改进的编码矩阵 $\hat{X}$ 也是一个准正交编码,第1、2列相关,第3、4列相关。它的译码可以转换对其等价模型(式(11))的译码。在(式(11))中,由于信道矩阵 $\tilde{H}$ 具有正交性,使得接收端利用线性译码的复杂度降低。式(11)的等号两边同时左乘 $\hat{H}^H$, 记为

$$R = \hat{H}^H (\hat{y}_1 \hat{y}_2 \hat{y}_3^* \hat{y}_4^*)^T, Z = \hat{H}^H (n_1 n_2 n_3^* n_4^*)^T$$

则有

$$R = \hat{H}^H \hat{H} (x_1 x_2 x_3 x_4)^T + Z$$

由于 $\hat{H}^H \hat{H}$ 为对角阵,矩阵 R 等价于发射信号 $(x_1 x_2 x_3 x_4)^T$ 通过四个互不干扰的独立信道进行传输后在接收端所接收到的信号。

3.2 性能分析

采用基于信道矩阵 H 的条件成对差错概率对空时分组码的性能进行分析。成对差错概率 $P(X, X_e)$ 是指实际发射序列是 X , 而译码器选择了错误的估计序列 X_e 作为输出序列的概率。文献[2]给出

$$P(X, X_e | H) \approx \exp(-d_h^2(X, X_e) \frac{E_s}{4N_0})$$

其中: $d_h^2(X, X_e)$ 是两个空时码字矩阵 X 和 X_e 的修正欧氏距离。

定义码字差别矩阵 $B(X, X_e) = X - X_e$, 则码字距离矩阵 $A(X, X_e) = B^H(X, X_e) B(X, X_e)$, 当 A 满秩时,定义分集积 λ 为

$$\lambda = \min_{X \neq X_e} |\det(A)|^{1/(2N)} = \min_{X \neq X_e} |\det(X - X_e)^H (X - X_e)|^{1/(2N)}$$

其中: N 为发射天线数。

文献[2]又给出

$$P(X, X_e) \leq (\prod_{i=1}^r \mu_i)^{-M} (\frac{E_s}{4N_0})^{-rM}$$

其中: r 为 A 的秩; μ_i 为 A 的第 i 个非零特征值; M 为接收天线数; $\frac{E_s}{N_0}$ 是信号功率与噪声功率谱密度的比。则

$$P(X, X_e) \leq (\lambda^2)^{-NM} (\frac{E_s}{4N_0})^{-NM}$$

根据文献[8]中提出的编码 N_1 , 有

$$\lambda_{N_1} = \min_{N_1 \neq N_{1e}} |\det(A_{N_1})|^{1/8} = \min_{N_1 \neq N_{1e}} \left| \det \begin{pmatrix} \Delta\alpha & \Delta\beta_{N_1} & 0 & 0 \\ \Delta\beta_{N_1} & \Delta\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta\alpha & \Delta\beta_{N_1} \\ 0 & 0 & \Delta\beta_{N_1} & \Delta\alpha \end{pmatrix} \right|^{1/8}$$
$$\Delta\alpha = \sum_{i=1}^4 |\Delta x_i|^2, \Delta\beta_{N_1} = 2\text{Re}(\Delta x_1 \Delta x_2^* + \Delta x_3 \Delta x_4^*)$$
$$\Delta x_i = x_i - x_{ie} \quad i = 1, 2, 3, 4$$
$$\det(A_{N_1}) = (\Delta\alpha^2 - \Delta\beta_{N_1}^2)^2$$

本文提出的编码 X , 有

$$\lambda_X = \min_{X \neq X_e} |\det(A_X)|^{1/8} = \min_{X \neq X_e} \left| \det \begin{pmatrix} \Delta\alpha & \Delta\beta_X & 0 & 0 \\ \Delta\beta_X & \Delta\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta\alpha & \Delta\beta_X \\ 0 & 0 & \Delta\beta_X & \Delta\alpha \end{pmatrix} \right|^{1/8}$$

$$\Delta\beta_X = 2\text{Re}(-\Delta x_1 \Delta x_2^* - \Delta x_3 \Delta x_4^*), \det(A_X) = (\Delta\alpha^2 - \Delta\beta_X^2)^2$$

本文提出的经旋转后改进的编码 $\hat{X}$, 有

$$\lambda_{\hat{X}} = \min_{\hat{X} \neq \hat{X}_e} |\det(A_{\hat{X}})|^{1/8} = \min_{\hat{X} \neq \hat{X}_e} \left| \det \begin{pmatrix} 2\Delta\alpha & \Delta\beta_{\hat{X}} & 0 & 0 \\ \Delta\beta_{\hat{X}} & 2\Delta\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\Delta\alpha & \Delta\beta_{\hat{X}} \\ 0 & 0 & \Delta\beta_{\hat{X}} & 2\Delta\alpha \end{pmatrix} \right|^{1/8}$$
$$\Delta\beta_{\hat{X}} = 2(|\Delta x_1|^2 - |\Delta x_2|^2 + |\Delta x_3|^2 - |\Delta x_4|^2)$$
$$\det(A_{\hat{X}}) = (4\Delta\alpha^2 - \Delta\beta_{\hat{X}}^2)^2$$

通过验证比较, 可得 λ_{N_1} 与 λ_X 相似, $\lambda_{\hat{X}}$ 大于 λ_{N_1} 与 λ_X , 即编码 X 与文献[8]中的编码 N_1 的成对差错概率上限相近, 而编码 $\hat{X}$ 的成对差错概率上限要小于 X 与 N_1 。

4 数值仿真分析

利用蒙特卡罗方法, 将本文提出的编码 X 及通过旋转预处理后得到的改进编码 $\hat{X}$ 与文献[6]中传统的编码和文献[8]中的编码 N_1 进行性能对比, 结果如图 1、2 所示。发射信号通过四根发射天线, QPSK 星座调制, 加性高斯白噪声, 瑞利平坦衰落信道, 一根接收天线, 假设每根发射天线的每次发射功率都为 2。

从图 1 可以看出, 本文提出的新的编码 X 在经矩阵旋转后的性能明显优于未经旋转预处理的编码。从图 2 可以看出, 本文提出的新编码 X 的性能与文献[6]中的传统准正交空时编码及文献[8]中的编码 N_1 的性能相近, 而经矩阵旋转得到的

改进编码 $\hat{X}$ 的性能要优于这三种编码, 这恰好证实了对编码性能理论分析的结果。

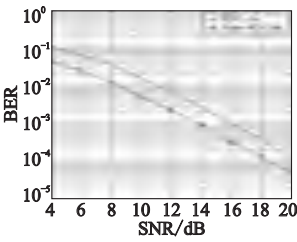


图1 新编码与旋转后改进编码在QPSK下的BER性能对比

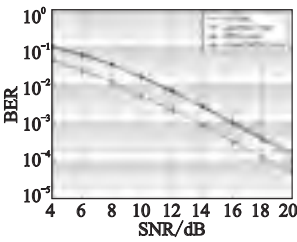


图2 新编改进码与传统码在QPSK调制下的BER性能对比

5 结束语

本文根据准正交设计理论, 结合旋转变换方法, 提出一种改进的全速率准正交空时分组码, 通过译码算法分析, 其复杂度与传统编码相似。通过对编码性能的理论分析与比较, 其结果表明改进的准正交空时分组码性能有明显提高; 数值仿真显示, 在 QPSK 调制下系统的性能至少有 2 dB 的提高。

参考文献:

[1] ALAMOUTI S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8):1451-1458.

[2] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1998, 44(2):744-765.

[3] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1999, 45(5):1456-1467.

[4] LIANG Xue-bin. Orthogonal designs with maximal rates[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2003, 49(10):2468-2503.

[5] LIANG Xue-bin, XIA Xiang-gen. On the nonexistence of rate-one generalized complex orthogonal designs[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2003, 49(11):2984-2989.

[6] JAFARKHANI H. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Trans on Communications, 2001, 49(1):1-4.

[7] TIRKKONEN O, BOARIU A, HOTTINEN A. Minimal nonorthogonality rate 1 space-time block code for 3 + Tx antennas[C]//Proc of IEEE the 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Application. 2000:429-432.

[8] HOU Jia, LEE M H, PARK J Y. Matrices analysis of quasi-orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Communication Letters, 2003, 7(8):385-387.

[9] SHARMA N, PAPADIAS C B. Improved quasi-orthogonal codes through constellation Rotation[J]. IEEE Trans on Communications, 2003, 51(3):332-335.

[10] SMITH D B. High rate quasi-orthogonal space-time block code designs for four transmit antennas[C]//Proc of the 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2007:1-4.

[11] LIU Lei, ZHANG Hong-zhi, WANG Kuan-quan. Quasi-orthogonal space-time block code for four antennas[C]//Proc of International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing. 2009:451-454.

[12] 解武, 曹家年, 王立莹. 4 天线准正交空时分组码的设计与性能分析[J]. 西安电子科技大学学报:自然科学版, 2009, 36(3):563-567.

[13] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004:214-221.

[14] 王磊, 朱世华, 王君. 一种基于矩阵旋转的正交空时分组码[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(3):397-40.