

四天线准正交空时分组码的设计和性能分析

赵 琰^{1,2}, 何 晨¹, 蒋铃鸽¹

(1. 上海交通大学电子工程系, 上海 200030; 2. 上海电力学院电子信息工程系, 上海 200090)

摘要: 本文提出了一种新的四天线准正交空时分组码的通用设计方法. 与 Jafarkhani 提出的设计方法相比, 本方法大大增加了四天线准正交空时分组码的可用码字. 在此基础上, 对准正交空时分组码进行了性能分析. 仿真结果表明, 本文提出的准正交空时分组码与 Jafarkhani 提出的准正交空时分组码具有相似的误码率, 并且有些码字的误码率优于 Jafarkhani 提出的码字的误码率.

关键词: 空时编码; 空时分组编码; 准正交设计

中图分类号: TN924 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 12-2250-04

Design and Performance Analysis of Quasi orthogonal Space-time Block Codes for Four Antennae

ZHAO Yan^{1,2}, HE Chen¹, Jiang Ling ge¹

(1. Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030;

2. Department of Electronics and Information Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090)

Abstract: In this paper, a novel general design method of quasi-orthogonal space-time block codes for four antennae is presented. Comparison with the design method offered by Jafarkhani, this method enlarges the number of quasi-orthogonal space-time block codes. The performance of these codes is also analyzed. The simulation results show that the performance of the codes designed by this method is similar to or better than that of the codes offered by Jafarkhani.

Key words: space-time coding; space-time block coding; quasi-orthogonal design

1 引言

空时编码是无线通信的一种新的编码和信号处理技术, 它使用多个发射和接收天线进行信息的发射与接收, 可以大大改善无线通信系统的信息容量和信息率. 由于空时分组码相对于空时码具有译码简单的特点, 许多学者在这方面做了大量的工作. Alamouti 提出了 2 天线空时分组码^[1], 传输率为 1 且译码算法简单. Tarokh 提出了空时分组码的正交设计准则^[2], 分析了几种空时分组码的译码准则及性能^[3]. Xue B L 证明了当发射天线数大于 2 时, 传输率为 1 的正交空时分组码不存在^[4].

为了提高发射天线数大于 2 的传输率, Jafarkhani 提出了一种准正交空时分组码, 以牺牲码的正交性为代价达到最大传输率为 1, 并且译码算法相对简单, 但由于编码矩阵的秩为 2, 所以在低信噪比的条件下误码率低于正交空时分组码, 而在高信噪比的条件下误码率高于正交空时分组码^[5]. N Sharma 提出了一种星座图旋转的方法使编码矩阵的秩为 4, 从而在任何信噪比条件下准正交空时分组码的误码率均优于正交空时分组码^[6]. J Hou 分析了几种准正交空时分组码的矩

阵特性, 进而比较了几种码字的性能^[7]. 因此, 在发射天线数大于 2 时, 准正交空时分组码具有最大传输率为 1 和误码率低的优点.

本文提出了一种新的四天线准正交空时分组码的通用设计方法, 得出了一组准正交空时分组码, 其中包括 Jafarkhani 等其他学者提出的准正交空时分组码, 并对文中提到的准正交空时分组码进行了性能分析和数据仿真. 仿真结果表明, 使用该方法设计出的准正交空时分组码与 Jafarkhani 码具有相似的误码率性能, 并且有些码字的误码率优于 Jafarkhani 码的误码率.

在本文中, 矩阵(大写形式)和矢量(小写形式)均用黑体表示. 符号 $(\bullet)^*$, $(\bullet)^H$ 和 $(\bullet)^T$ 分别表示复共轭, 共轭转置和转置, I 表示单位阵, $\det[\bullet]$ 表示矩阵的行列式. $\text{Re}\{a\}$ 表示对复数 a 取实部.

2 空时编码的系统模型

假设无线通信系统有 N 个发射天线, M 个接收天线. 在时刻 t , 第 i 个发射天线的发射信号为 s_i^t , 其平均能量为 E_s . 在相同的时间间隔内, N 个调制信号同时从 N 个发射天线上发

射. 则在时刻 t , 第 j 个接收天线的接收信号为:

$$r_t^j = \sum_{i=1}^N h_{i,j} s_t^i + n_t^j \quad (1)$$

其中, $h_{i,j}$ 为第 i 个发射天线到第 j 个接收天线的信道衰落系数. n_t^j 为时刻 t 加在第 j 个接收天线的噪声. 假设 $h_{i,j}$, $i = 1, \dots, N, j = 1, \dots, M$ 均为值为零, 方差为 0.5 的高斯随机变量, n_t^j 为均值为 0, 方差为 $N_0/2$ 的复高斯随机变量. 假设衰落系数在一帧内保持不变, 且帧与帧之间的衰落系数相互独立. 将 $s_1^1 s_1^2 \dots s_1^N s_2^1 s_2^2 \dots s_2^N \dots s_l^1 s_l^2 \dots s_l^N$, $h_{i,j}$, $i = 1, \dots, N, j = 1, \dots, M$ 和 r_t^j , n_t^j , $t = 1, \dots, l, j = 1, \dots, M$, 分别写为矩阵 S, H, R 和 N , 则式(1)可以简写为

$$R = SH + N \quad (2)$$

假设接收端有完整的信道状态信息, 则接收机对所有可能的 $s_1^1 s_1^2 \dots s_1^N s_2^1 s_2^2 \dots s_2^N \dots s_l^1 s_l^2 \dots s_l^N$ 计算

$$\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^M |r_t^j - \sum_{i=1}^N h_{i,j} s_t^i|^2 \quad (3)$$

并找到使式(3)最小的 S 作为译出的码字.

3 空时分组码

3.1 正交空时分组码

正交空时分组码定义: 正交空时分组码的编码矩阵 S 是一个 $p \times n$ 的矩阵, 其中 n 为发射天线的数目, 元素为 0, $\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_k, \pm s_1^*, \pm s_2^*, \dots, \pm s_k^*$, 满足 $S^H S = D$, D 为对角形矩阵, $D_{ii} = \sum_{j=1}^k |s_j^i|^2, i_j > 0$, 编码效率为 $R = k/p$.

文献[2]中提到了几种正交空时分组码, 最常见的为 Alamouti 提出的二天线正交空时分组码: 在第一个时隙内, 两个字符 $\{s_1, s_2\}$ 同时被发射: 从天线 1 发射的信号为 s_1 , 从天线 2 发射的信号为 s_2 , 在下一个时隙内, 信号 $-s_2^*$ 从天线 1 发射, 信号 s_1^* 从天线 2 发射. 即编码矩阵为:

$$S = \begin{bmatrix} s_1^1 & s_1^2 \\ s_2^1 & s_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

可以发现 $S^H S = \alpha I$, 其中 $\alpha = |s_1|^2 + |s_2|^2$.

但是由于这种码字要求编码矩阵 S 必须是正交矩阵, 目前能找到的码字并不多.

3.2 准正交空时分组码

由于传输率为 1 的复正交设计的空时分组码只有在发射天线数为 2 时存在, 所以有学者提出放宽码字对正交性的要求以达到最大的传输速率, 这种码被称为准正交空时分组码.

准正交空时分组码定义: 准正交空时分组码的编码矩阵 S 是一个 $p \times n$ 的矩阵, 其中 n 为发射天线的数目, 元素为 0, $\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_k, \pm s_1^*, \pm s_2^*, \dots, \pm s_k^*$, 当用 $v_i, i = 1, \dots, k$ 表示 S 的列向量时, 则任意一个列向量 v_i 仅与一个列向量 $v_j, j \neq i$ 相关, 而与其他列向量正交, 即满足 $S^H S = D$, 除对角线元素外, D 的每个行向量均只有一个不为零的元素, 编码效率为 $R = k/p$.

$S_j = \begin{bmatrix} s_i & s_j \\ -s_j^* & s_i^* \end{bmatrix}$, 得到下面发送天线数为四的编码矩阵, 记为 S_j .

$$S_j = \begin{bmatrix} S_{12} & S_{34} \\ -S_{34}^* & S_{12}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & -s_1^* & -s_4^* & -s_3^* \\ -s_3 & -s_4 & -s_1 & -s_2 \\ -s_4^* & -s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

4 四天线准正交空时分组码的通用设计方法

由于目前别的学者提出的准正交空时分组码是基于 Alamouti 提出的 2 天线正交空时分组码, 所以可以使用的码字不多. 为此, 本节提出了一种新的准正交空时分组码的通用设计方法.

假设系统的发射天线数为 4, 接收天线数为 M . 四个时隙内待发射的数据为 $s = [s_1, s_2, s_3, s_4]^T$, 则四天线准正交空时分组码的设计是设计一个 4×4 的准正交矩阵, 元素为 $\pm s_1, \pm s_2, \pm s_3, \pm s_4, \pm s_1^*, \pm s_2^*, \pm s_3^*, \pm s_4^*$. 将矩阵定义为 S , 则 S 要满足以下三个条件:

(1): s 中的任何一个符号在任何一个天线上仅发送一次.

(2): s 中的任何一个符号不能同时在多个天线上发送.

(3): S 为准正交矩阵, 即: $S^H S = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & \beta \\ \beta & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \alpha \end{bmatrix}$ 或 $S^H S =$

$$= \begin{bmatrix} \alpha & \beta & 0 & 0 \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & \beta & \alpha \end{bmatrix} \text{ 或 } S^H S = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & \beta \\ 0 & \alpha & \beta & 0 \\ 0 & \beta & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix}, \text{ 其中 } \alpha, \beta = \pm \gamma$$

为常量.

当用 a, b, c, d 分别代表 $\pm s_i$ 或 $\pm s_i^*, i = 1, \dots, 4$ 时, 由条件(1)和(2)通过排列组合可以得到四组共 24 种码字, 但同时满足三个条件的码字只有以下 6 种准正交空时分组码的基本形式, 分别记为 $S_1 \sim S_6$.

$$S_1 = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ b & a & d & c \\ c & d & a & b \\ d & c & b & a \end{bmatrix} \quad S_2 = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ b & a & d & c \\ d & c & b & a \\ c & d & a & b \end{bmatrix} \quad S_3 = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ d & c & b & a \\ c & d & a & b \\ b & a & d & c \end{bmatrix}$$

$$S_4 = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ d & c & b & a \\ b & a & d & c \\ c & d & a & b \end{bmatrix} \quad S_5 = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ c & d & a & b \\ d & c & b & a \\ b & a & d & c \end{bmatrix} \quad S_6 = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ a & b & c & d \\ c & d & a & b \\ d & c & b & a \end{bmatrix}$$

可以发现, 文献[5]中的式(5)和文献[7]中的 C_{N1} 与 C_{N2} 都是 S_1 和 S_2 的特例, 而 $S_3 \sim S_6$ 是使用我们的设计方法获取的四组新的四天线准正交空时分组码.

因为矩阵中的每一个元素都有四种选择, 即 a, b, c, d 分别代表 $\pm s_i$ 或 $\pm s_i^*, i = 1, \dots, 4$, 所以通过调整矩阵中的元素内容会有多种编码矩阵满足条件(3), 所以 $S_1 \sim S_6$ 可以有多种编码矩阵满足条件, 从而进一步增加了准正交空时分组码的

可用码字. 例如以下六个矩阵, 分别记为 $N_i, i = 1, \dots, 6$, 是由 $S_1 \sim S_6$ 产生的六个特例.

$$N_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & -s_3^* & -s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & s_4 & -s_3 \\ s_3 & s_4 & s_1^* & s_2^* \\ -s_4^* & s_3^* & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad N_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix}$$

$$N_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_4^* & -s_3^* & s_2^* & -s_1^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \end{bmatrix} \quad N_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3^* & s_4^* \\ s_4 & s_3 & -s_2^* & -s_1^* \\ s_2 & s_1 & s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & -s_1^* & -s_2^* \end{bmatrix}$$

$$N_5 = \begin{bmatrix} s_1^* & s_2^* & s_3 & s_4 \\ s_3^* & s_4^* & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2^* & -s_1^* \\ s_2 & -s_1 & -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix} \quad N_6 = \begin{bmatrix} s_1^* & s_2^* & s_3 & s_4 \\ s_3^* & s_4^* & -s_1 & -s_2 \\ s_2^* & s_1^* & s_4 & s_3 \\ s_4^* & s_3^* & -s_2 & -s_1 \end{bmatrix}$$

将新方法设计的准正交空时分组码与 Jafarkhani 提出的空时分组码进行比较, 可以得到以下定理.

定理 采用新的方法设计出的空时分组码为准正交空时分组码, 并与 Jafarkhani 提出的准正交空时分组码具有相同的译码复杂度.

证明 (1) 显然, 采用新方法设计的码满足准正交空时分组码的定义.

(2) 由于所设计码字的准正交性, 公式(3)的最小化等价于两个相互独立式子 f_{14} 和 f_{23} 的最小化. 这里我们只给出 N_1 的判决准则, 其余码字的判决准则与它相似.

$$f_{14}(s_1, s_4) = \sum_{m=1}^M \left(\sum_{n=1}^4 |h_{nm}|^2 \right) (|s_1|^2 + |s_4|^2) + 2\text{Re}\{(-h_{1,m}r_{1,m}^* - h_{2,m}r_{2,m}^* - h_{4,m}r_{4,m}^* - h_{3,m}r_{3,m}^*)s_1 + (-h_{3,m}r_{2,m}^* + r_{4,m}r_{1,m}^* - h_{2,m}r_{3,m}^* + h_{1,m}r_{4,m}^*)s_4 + (-h_{1,m}h_{4,m}^* - h_{1,m}h_{4,m}^* + h_{2,m}h_{3,m}^* + h_{2,m}h_{3,m}^*)s_1s_4\} \quad (6)$$

$$f_{23}(s_2, s_3) = \sum_{m=1}^M \left(\sum_{n=1}^4 |h_{nm}|^2 \right) (|s_2|^2 + |s_3|^2) + 2\text{Re}\{(-h_{2,m}r_{1,m}^* - h_{1,m}r_{2,m}^* - h_{3,m}r_{4,m}^* - h_{4,m}r_{3,m}^*)s_2 + (h_{4,m}r_{2,m}^* + r_{3,m}r_{1,m}^* - h_{1,m}r_{3,m}^* - h_{2,m}r_{4,m}^*)s_3 + (h_{1,m}h_{4,m}^* + h_{1,m}h_{4,m}^* - h_{2,m}h_{3,m}^* - h_{2,m}h_{3,m}^*)s_2s_3\} \quad (7)$$

译码器先在所有的 (s_1, s_4) 对中找到使 $f_{14}(s_1, s_4)$ 最小化的 (s_1, s_4) 对, 然后译码器找到使得 $f_{23}(s_2, s_3)$ 最小化的 (s_2, s_3) 对. 比较式(6)、(7)和文献[5]中的 $f_{14}(s_1, s_4)$ 和 $f_{23}(s_2, s_3)$ 可以发现, 它们使用相同的译码算法, 即可以对 $S_1 \sim S_4$ 成对进行最大似然译码. 所以采用新的方法设计出的准正交空时分组码与 Jafarkhani 提出的准正交空时分组码具有相同的译码复杂度.

5 性能分析

分析空时编码的性能时, 一般采用码字对错误概率 (pairwise error probability, PEP). 假设发送序列为: $s_1^1 s_1^2 \dots s_1^N s_2^1 s_2^2 \dots s_2^N \dots s_6^1 s_6^2 \dots s_6^N$, 其矩阵为 S , 接收序列为 $s_1^1 s_1^2 \dots s_1^N s_2^1 s_2^2 \dots s_2^N \dots s_6^1 s_6^2 \dots s_6^N$, 矩阵记为 S' , 接收端有理想的信道状态信息 CSI, 那么发送 S 而译码器译出的码为 S' 的 PEP 为:

$$P(S \rightarrow S' \setminus \{h_{i,j}\}) \leq \exp\left[-d^2(S, S') \frac{E_s}{4N_0}\right] \quad (8)$$

$$\text{其中 } d^2(S, S') = \sum_{j=1}^M \sum_{t=1}^L \left| \sum_{i=1}^N h_{i,j}(s_i^t - s_i'^t) \right|^2 = \sum_{j=1}^M \Omega_j A \Omega_j^H, \Omega_j = [h_{1,j} \dots h_{N,j}], N_0/2 \text{ 为噪声方差, } A_{pq} = \sum_{t=1}^L (s_i^t - s_i'^t)(s_i^t - s_i'^t)^*, 1 \leq p, q \leq N.$$

设误差矩阵为

$$B(S, S') = S - S' = \begin{bmatrix} s_1^1 - s_1'^1 & \dots & s_1^L - s_1'^L \\ \vdots & & \vdots \\ s_N^1 - s_N'^1 & \dots & s_N^L - s_N'^L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1^1 & \dots & \tilde{s}_1^L \\ \vdots & & \vdots \\ \tilde{s}_N^1 & \dots & \tilde{s}_N^L \end{bmatrix} \quad (9)$$

则可以得到:

$$A(S, S') = B^H(S, S') B(S, S') \quad (10)$$

特别的, Rayleigh 衰落信道的 PEP 为^[3]:

$$P(S \rightarrow S') \leq \left[\prod_{j=1}^M \left(1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_j \right) \right]^{-M} \leq \left(\prod_{j=1}^M \lambda_j \right)^{-M} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-M} \quad (11)$$

其中 r 是矩阵 A 的秩, λ_i 为 A 的特征值. 从此式可以看出, 空时分组码的分集增益为 rM .

对准正交空时分组码来说, 如果不经任何处理, A 的秩仅为 2, 因此分集增益仅为 $2M$. 但如果 s_1, s_2 取自星座图 Φ , s_3, s_4 取自星座图 $e^{j\tilde{\omega}}\Phi$, 则 A 满秩, 秩为 4, 分集增益为 $4M$. 当星座图为 QPSK 时, 最佳旋转角度 $\tilde{\omega}$ 可以选取为 $\pi/4$ ^[6].

当 A 满秩时, 定义分集积 λ 为^[7]:

$$\lambda = \min_{\{S \neq S'\}} |\det[A]|^{1/2N} = \min_{\{S \neq S'\}} |\det[B^H B]|^{1/2N} = \min_{\{S \neq S'\}} |\det[(S - S')]|^{1/2N} \quad (12)$$

其中 N 为发射天线的数目. 将式(15)代入式(14)得

$$P(S \rightarrow S') \leq (\lambda^2)^{-NM} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-NM} = \left(\lambda^2 \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-NM} \quad (13)$$

因此, 准正交空时分组码 PEP 的计算可以通过求解分集积 λ 得到, 下面我们分别计算上节中提到的 Jafarkhani 码和 N_1 的分集积 ($N_2 \sim N_6$ 的计算方法与 N_1 相同), 有:

$$\lambda_{S_j} = \min_{\{S \neq S'\}} |\det[B_{S_j}^H B_{S_j}]|^{1/8} = \min_{\{S \neq S'\}} \left| \det \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & \beta \\ 0 & \alpha & -\beta & 0 \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix} \right|^{1/8} = \min_{\{S \neq S'\}} |(\alpha^2 - \beta^2)^2|^{1/8} \quad (14)$$

$$\text{其中 } \alpha = \sum_{i=1}^4 |\tilde{s}_i|^2, \beta = (\tilde{s}_1 \tilde{s}_4^* + \tilde{s}_4 \tilde{s}_1^*) - (\tilde{s}_2 \tilde{s}_3^* + \tilde{s}_3 \tilde{s}_2^*).$$

$$\lambda_{N_1} = \min_{\{S \neq S'\}} |\det[B_{N_1}^H B_{N_1}]|^{1/8} = \min_{\{S \neq S'\}} \left| \det \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ 0 & \alpha & \beta & 0 \\ 0 & \beta & \alpha & 0 \\ -\beta & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix} \right|^{1/8} = \min_{\{S \neq S'\}} |(\alpha^2 - \beta^2)^2|^{1/8} \quad (15)$$

对比(14)和(15)可知, N_1 与 S_j 的分集积具有相似的表达式, 因此采用新方法设计的准正交空时分组码与 Jafarkhani 码具有相似的误码率特性. 另外, 由于上述推导仅仅推出了准正交空时分组码的码字对错误概率的上限, 因此还需要通过仿真得到具体码字的误码率的曲线.

6 仿真结果

对上节中提到的六种准正交空时分组码以及 Jafarkhani 码分别进行仿真, 取 $M=1$. 信号调制方式选为 QPSK. 假设接收端有完整的信道状态信息. 利用谐波分解技术实现 Rayleigh 慢衰落信道仿真, 并假设不同发送天线抵达接收天线上的信号经历独立的衰落.

从图 1 和图 2 中可以看出, 在低信噪比时, 七种准正交空时分组码的误码率基本相同. 随着信噪比的增大, 由于码字设计的不同, 这七种准正交空时分组码的误码率略微有所不同, 但可以看出它们的误码率特性基本相似. 同时, 可以看出 N_5 与 Jafarkhani 提出的准正交空时分组码即 S_j 的误码率曲线基本相似, N_3 , N_4 和 N_6 的误码率特性在大信噪比的情况下不如 S_j 的误码率, 而 N_1 , N_2 的误码率在大信噪比的情况下要优于 S_j 的误码率.

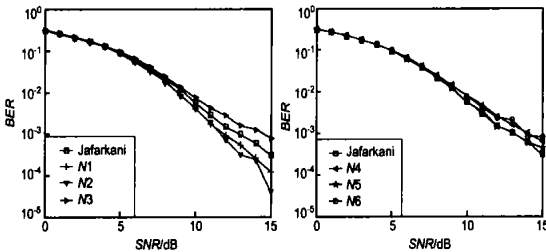


图 1 N_1, N_2, N_3 与 S_j 误码率图

图 2 N_4, N_5, N_6 与 S_j 误码率图

7 结论

本文提出了四天线准正交空时分组码的通用设计方法, 该方法大大增多了四天线准正交空时分组码的可用码字, 其中包括 Jafarkhani 提出的准正交空时分组码. 同时对准正交空时分组码进行了性能分析和数据仿真. 仿真结果表明, 本文提出的准正交空时分组码与 Jafarkhani 提出的准正交空时分组码具有相似的误码率性能, 并且有些码字的误码率优于 Jafarkhani 提出的码字的误码率.

参考文献:

- [1] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16(8): 1451- 1458.
- [2] V Tarokh, H Jafarkhani, R Calderbank. Space time block codes from orthogonal design[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1999, 45(5): 1456- 1467.
- [3] V Tarokh, H Jafarkhani, R Calderbank. Space time block cod

ing for wireless communications: performance results [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1999, 17(3): 451- 460.

- [4] Xue Bin Liang, Xiang Gen Xia. On the nonexistence of rate one generalized complex orthogonal designs[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2003, 49(11). 2984- 2988.
- [5] H Jafarkhani. A quasi orthogonal space time block code[J]. IEEE Trans on Commun. 2001, 49(1) : 1- 4.
- [6] N Shama , C Papadias . Improved quasi- orthogonal codes through constellation rotation[A]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2002. Proceedings [C]. IEEE International Conference on Volume 4, 13 - 17 May 2002 Page (s) : IV- 3968- IV- 3971 vol. 4 ICASSP 2002 Conf, 2002, 4: 3968 - 3971.
- [7] J Hou, Moon H L, Ju Y P. Matrices analysis of quasi orthogonal space time block codes[J]. IEEE Commun Lett, 2003, 7 (8): 385- 387.

作者简介:



赵 琰 女, 1979 年 3 月生于山西运城, 1999 年毕业于西安交通大学, 获学士学位, 2005 年 3 月毕业于上海交通大学, 获硕士学位, 现为上海电力学院电子信息工程系教师, 主要从事移动通信以及空时编码方面的研究.
E mail: zhaoyan79@ smmail. cn.



何 晨 男, 1952 年 5 月生于江苏苏州, 上海交通大学教授, 博士生导师, 上海交通大学现代通信研究所副所长, 1982 年毕业于南京工学院无线电系, 获工学学士学位, 1985 年毕业于南京工学院通信与电子系统专业, 获工学硕士学位, 1994 年毕业于日本国立德岛大学研究生院通信与电子系统专业, 获工学博士学位, 目前的主要研究方向为新一代无线通信系统理论、智能信息处理以及自适应信号处理在通信中的应用、信息论与编码理论等. E mail: chenhe@ sjtu. edu. cn.



蒋铃 女, 1959 年 9 月出生于江苏南京, 1982 年 1 月毕业于东南大学无线电工程系无线电技术专业, 1993 年 9 月和 1996 年 9 月分别获得日本国立德岛大学电子系统工学硕士和工学博士学位, 现为上海交通大学电子工程系教授, 博士生导师, 主要研究领域为无线通信系统中的智能信息处理、移动 IP 技术、数字水印及混沌理论在现代通信中的应用等. E mail: ljjiang@ sjtu. edu. cn.