

适于匙孔信道的准正交极化空时分 组码及性能分析

李正权^{1,2}, 沈连丰¹

(1. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096; 2. 中国计量学院信息工程学院, 浙江杭州 310018)

摘要: 构建了一种适于匙孔信道的满码率极化准正交空时分组码以改善其误比特率性能, 采用快速最大似然译码算法进行译码, 并与匙孔信道的传统准正交空时分组码、单中继瑞利信道和单中继匙孔信道的极化准正交空时分组码分别进行误比特率的仿真和比较. 结果表明: 在相同 SNR 条件下, 本文构建的分组码比传统准正交空时分组码具有更低的误比特率; 与两种单中继极化准正交空时分组码相比, 在 SNR 较高情况下本文分组码具有更好的性能.

关键词: 匙孔信道; 准正交设计; 空时分组码; 误比特率; 快速最大似然译码

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 01-0023-06

Quasi-Orthogonal Space Time Polarization Block Code and Performance Analysis Applied in Keyhole Channel

LI Zheng-quan^{1,2}, SHEN Lian-feng¹

(1. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China;
2. College of Information Engineering, China Jiliang University, Hangzhou, Zhejiang 310018, China)

Abstract: To improve the performance of bit error rate of keyhole channel, a rate one quasi-orthogonal space time polarization block code (QSTPBC) is proposed in this paper. The fast maximum likelihood sequence decoding method is used. This QSTPBC is compared with the traditional quasi-orthogonal space time block code (QSTBC) for keyhole channel, single relayed QSTPBC for Rayleigh channel and keyhole channel, respectively. Simulation results show that the performance of the new QSTPBC is better than that of the traditional QSTBC in the same SNR and that of the two kinds single relayed QSTPBCs in the higher SNR.

Key words: keyhole channel; quasi-orthogonal design; space time block code; bit error rate; fast maximum likelihood decoding

1 引言

文献[1,2]分析了匙孔效应形成条件,研究了正交空时分组码通过匙孔信道时系统误比特率性能,仿真表明匙孔信道会使系统性能降低.文献[3]对基于匙孔信道的正交空时分组码的性能进行了分析,并与瑞利信道的性能进行了比较,研究表明在相同条件下匙孔信道的误比特率性能要比瑞利信道的差.文献[4]分析了空时编码在匙孔信道情况下成对差错概率以及相应的编码设计准则.文献[5]利用概率密度函数和矩量生成函数分析了匙孔信道条件下正交空时分组码采用 M-PSK 和 M-QAM 调制时对应的误符号概率.文献[6]介绍了四元素正交设计理论,并设计出了一些满足正交设计的极化

空时分组码,该种分组码可以通过极化天线进行发射和接收,与传统正交空时分组码相比,该码可以使系统误比特率降低 1~2 个数量级.文献[7]介绍了低复杂度的球形译码算法.文献[8]针对四根发射天线的准正交空时分组码,提出了基于 QR 分解的低复杂度最大似然检测算法.文献[9]研究了空域相干多输入多输出匙孔信道的预留信道容量与 SNR 之间关系分布情况.文献[10]利用矩量生成函数研究了具有任意衰落系数 Nakagami-m 匙孔信道条件下空时分组码的性能.文献[11]分析了匙孔信道条件下正交空时分组码采用 M-PSK 和 M-QAM 调制时对应的系统性能.为简便起见,文献中接收信号中包含的噪声考虑成加性高斯白噪声.文献[12]研究了匙孔信道条件下正交空时分组码的性能.

为了改善匙孔信道的性能,可以在收发机端增加发射和接收天线数量,但这样会增加收发机的复杂性,为了解决该问题,在本文中作者构建了基于极化准正交设计的空时分组码(QSTPBC: quasi-orthogonal space time polarization block code),采用极化天线进行发射和接收,且码率为1,采用4根发射天线,信道为匙孔信道.后与匙孔信道的传统准正交空时分组码(QSTBC: quasi-orthogonal space time block code)、单中继瑞利信道的QSTPBC和单中继匙孔信道的QSTPBC分别进行了仿真比较.对星座图进行旋转可以改善系统误比特率性能,由于涉及内容较多,将另文详细研究^[13].

2 匙孔信道模型

匙孔信道的传播示意图如图1所示^[14].设发射端和接收端分别具有 N 根和 M 根极化天线,发射和接收天线被大量散射体包围,发射天线到匙孔以及匙孔到接收天线之间的信道为平坦瑞利衰落信道,则图1可简化为图2所示的匙孔信道传播模型.

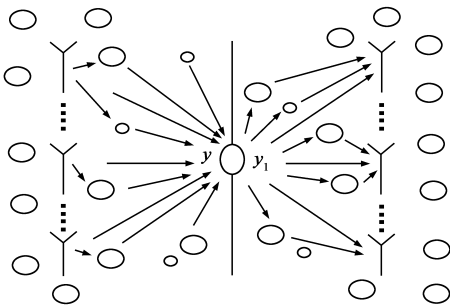


图1 匙孔信道传播示意图

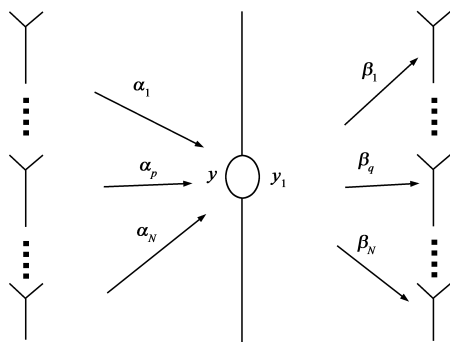


图2 匙孔信道传播模型

发射信号矩阵表示为

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{T1} & x_{T2} & \cdots & x_{TN} \end{pmatrix} \quad (1)$$

在第 $t(t=1, \dots, T)$ 个时隙时小孔处的信号 y 可表示为

$$y = \sum_{p=1}^N \alpha_p x_{tp} + \sum_{p=1}^N n_{tp} \quad (2)$$

小孔另一端的信号 y_1 可表示为

$$y_1 = gy \quad (3)$$

式中 g 是匙孔衰减系数,取 $0 < g \leq 1$.

基站第 $q(q=1, \dots, M)$ 根接收天线在第 t 个时隙接收到的信号为

$$r_{tq} = \beta_q y_1 + m_{tq} \quad (4)$$

式中 α_p 和 β_q 分别是发射天线到小孔以及小孔到接收天线之间对应的信道衰落系数. n_p 和 m_q 是零均值加性复高斯噪声.

则基站接收到的信号用矩阵表示为

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1M} \\ r_{21} & r_{22} & \cdots & r_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{T1} & r_{T2} & \cdots & r_{TM} \end{pmatrix} = g \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{T1} & x_{T2} & \cdots & x_{TN} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \beta_1 \alpha_1 & \beta_2 \alpha_1 & \cdots & \beta_M \alpha_1 \\ \beta_1 \alpha_2 & \beta_2 \alpha_2 & \cdots & \beta_M \alpha_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_1 \alpha_N & \beta_2 \alpha_N & \cdots & \beta_M \alpha_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} & \cdots & z_{1M} \\ z_{21} & z_{22} & \cdots & z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{T1} & z_{T2} & \cdots & z_{TM} \end{pmatrix} \quad (5)$$

式中 $\beta\alpha$ 是两个独立同分布复高斯随机变量的乘积,其幅度分布是两个独立瑞利分布的乘积,即满足双瑞利分布;噪声为 $z_{tq} = m_{tq} + g\beta_q(n_{t1} + \dots + n_{tN})$.

3 极化准正交空时分组码设计

根据文献[15],一个满码率、满分集的复空时分组码为

$$\mathbf{X}(x_1, x_2) = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (6)$$

和一个满码率准正交空时分组码($T=N$)为^[14,15].

$$\mathbf{X}(x_1, x_2, x_3, x_4) = \begin{pmatrix} \mathbf{X}(x_1, x_2) & \mathbf{X}(x_3, x_4) \\ \mathbf{X}(x_3, x_4) & \mathbf{X}(x_1, x_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

文献[16,17]采用单极化天线进行发射和接收,本文设计一种极化准正交空时分组码,该码采用双极化天线进行发射和接收,使系统误比特率得到改善,令

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} i & j \\ j & i \end{pmatrix} \quad (8)$$

得到

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(x_1, x_2) = \begin{pmatrix} x_1 i - x_2^* j & x_2 i + x_1^* j \\ -x_2^* i + x_1 j & x_1^* i + x_2 j \end{pmatrix} \quad (9)$$

和

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(x_3, x_4) = \begin{pmatrix} x_3 i - x_4^* j & x_4 i + x_3^* j \\ -x_4^* i + x_3 j & x_3^* i + x_4 j \end{pmatrix} \quad (10)$$

则可以得到 $N = 4$ 根发射天线的极化准正交设计空时分组码为

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{X}(x_1, x_2) & \mathbf{X}(x_3, x_4) \\ \mathbf{X}(x_3, x_4) & \mathbf{X}(x_1, x_2) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} x_1 i - x_2^* j & x_2 i + x_1^* j & x_3 i - x_4^* j & x_4 i + x_3^* j \\ -x_2^* i + x_1 j & x_1^* i + x_2 j & -x_4^* i + x_3 j & x_3^* i + x_4 j \\ x_3 i - x_4^* j & x_4 i + x_3^* j & x_1 i - x_2^* j & x_2 i + x_1^* j \\ -x_4^* i + x_3 j & x_3^* i + x_4 j & -x_2^* i + x_1 j & x_1^* i + x_2 j \end{pmatrix} \quad (11)$$

式中 $\{\pm 1, \pm i, \pm j\}$ 满足 $i^2 = j^2 = -1$. 式(11)也可以等价地表示为

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* & x_2 & x_1^* & x_3 & -x_4^* & x_4 & x_3^* \\ -x_2^* & x_1 & x_1^* & x_2 & -x_4^* & x_3 & x_3^* & x_4 \\ x_3 & -x_4^* & x_4 & x_3^* & x_1 & -x_2^* & x_2 & x_1^* \\ -x_4^* & x_3 & x_3^* & x_4 & -x_2^* & x_1 & x_1^* & x_2 \end{pmatrix} \quad (12)$$

或等价表示为

$$\mathbf{X}_1 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (13)$$

和

$$\mathbf{X}_2 = \begin{pmatrix} -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \end{pmatrix} \quad (14)$$

其中奇数列(或 \mathbf{X}_1)表示通过极化发射天线水平极化方向发射的信号,而偶数列(或 \mathbf{X}_2)表示通过极化发射天线垂直极化方向发射的信号.我们将 \mathbf{X}_1 和 \mathbf{X}_2 的第 i 列分别表示为 \mathbf{v}_i 和 \mathbf{u}_i , $i = 1, \dots, 4$, 则有

$$\langle \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2 \rangle = \langle \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_4 \rangle = \langle \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3 \rangle = \langle \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4 \rangle = 0 \quad (15)$$

和

$$\langle \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2 \rangle = \langle \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_4 \rangle = \langle \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3 \rangle = \langle \mathbf{u}_3, \mathbf{u}_4 \rangle = 0 \quad (16)$$

即组 $(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_3)$ 与组 $(\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_4)$ 正交,组内不正交; $(\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_3)$ 与 $(\mathbf{u}_2, \mathbf{u}_4)$ 正交,组内不正交.满足准正交关系.

4 快速最大似然译码

假设接收机端能够完全知道信道状态信息.考虑 $M = 2$ 的情况.天线水平极化方向接收到的信号为

$$\mathbf{R}_1 = (\mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_2) = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \\ r_{31} & r_{32} \\ r_{41} & r_{42} \end{pmatrix} = \mathbf{X}_1 \cdot \begin{pmatrix} g\beta_1\alpha_1 & g\beta_2\alpha_1 \\ g\beta_1\alpha_2 & g\beta_2\alpha_2 \\ g\beta_1\alpha_3 & g\beta_2\alpha_3 \\ g\beta_1\alpha_4 & g\beta_2\alpha_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \\ z_{31} & z_{32} \\ z_{41} & z_{42} \end{pmatrix} \quad (17)$$

对式(17)分解,得到天线 1 和 2 分别接收到的列向量 \mathbf{r}_1 和 \mathbf{r}_2 , 对 \mathbf{r}_1 进行线性处理,然后左乘 \mathbf{H}_1^H , 得

$$\mathbf{H}_1^H \cdot \mathbf{r}_1 = \mathbf{H}_1^H \cdot \mathbf{H}_1 \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} + \mathbf{H}_1^H \cdot \begin{pmatrix} z_{11} \\ z_{21}^* \\ z_{31} \\ z_{41}^* \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} a & 0 & b & 0 \\ 0 & a & 0 & b \\ b & 0 & a & 0 \\ 0 & b & 0 & a \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} + \mathbf{H}_1^H \cdot \begin{pmatrix} z_{11} \\ z_{21}^* \\ z_{31} \\ z_{41}^* \end{pmatrix} \quad (18)$$

式中

$$a = |g\beta_1\alpha_1|^2 + |g\beta_1\alpha_2|^2 + |g\beta_1\alpha_3|^2 + |g\beta_1\alpha_4|^2, \\ b = g^* \beta_1^* \alpha_1^* g\beta_1\alpha_3 + g\beta_1\alpha_2 g^* \beta_1^* \alpha_4^* + g^* \beta_1^* \alpha_3^* g\beta_1\alpha_1 \\ + g\beta_1\alpha_4 g^* \beta_1^* \alpha_2^* \\ = 2\text{Re}(g\beta_1\alpha_1 g^* \beta_1^* \alpha_3^* + g\beta_1\alpha_2 g^* \beta_1^* \alpha_4^*).$$

寻找一个矩阵 \mathbf{W}_1 , 使得 $\mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{H}_1^H \cdot \mathbf{H}_1$ 成为一个对角阵, 对式(18)左乘 \mathbf{W}_1 , 并令 $\hat{\mathbf{r}}_1 = \mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{H}_1^H \cdot \mathbf{r}_1$, 则

$$\hat{\mathbf{r}}_1 = \begin{pmatrix} a - \frac{b^2}{a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a - \frac{b^2}{a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a - \frac{b^2}{a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a - \frac{b^2}{a} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} \\ + \mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{H}_1^H \cdot \begin{pmatrix} z_{11} \\ z_{21}^* \\ z_{31} \\ z_{41}^* \end{pmatrix} \quad (19)$$

则可以得到如下判决统计

$$\tilde{x}_1 = (a - \frac{b^2}{a})x_1 + N_1 \quad (20)$$

$$\tilde{x}_2 = (a - \frac{b^2}{a})x_2 + N_2 \quad (21)$$

$$\tilde{x}_3 = (a - \frac{b^2}{a})x_3 + N_3 \quad (22)$$

$$\tilde{x}_4 = (a - \frac{b^2}{a})x_4 + N_4 \quad (23)$$

式中

$$N_1 = (g^* \beta_1^* \alpha_1^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_3^*)z_{11} + (g\beta_1\alpha_2 - \frac{b}{a} g\beta_1\alpha_4)z_{21}^* \\ + (g^* \beta_1^* \alpha_3^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_1^*)z_{31} \\ + (g\beta_1\alpha_4 - \frac{b}{a} g\beta_1\alpha_2)z_{41}^*$$

$$N_2 = (g^* \beta_1^* \alpha_2^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_4^*)z_{11} - (g\beta_1\alpha_1 - \frac{b}{a} g\beta_1\alpha_3)z_{21}^* \\ + (g^* \beta_1^* \alpha_4^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_2^*)z_{31} \\ - (g\beta_1\alpha_3 - \frac{b}{a} g\beta_1\alpha_1)z_{41}^*$$

$$N_3 = (g^* \beta_1^* \alpha_3^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_1^*)z_{11} + (g\beta_1\alpha_4 - \frac{b}{a} g\beta_1\alpha_2)z_{21}^*$$

$$+ (g^* \beta_1^* \alpha_1^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_3^*) z_{31}$$

$$+ (g \beta_1 \alpha_2 - \frac{b}{a} g \beta_1 \alpha_4) z_{41}^*$$

$$N_4 = (g^* \beta_1^* \alpha_4^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_2^*) z_{11} - (g \beta_1 \alpha_3 - \frac{b}{a} g \beta_1 \alpha_1) z_{21}^*$$

$$+ (g^* \beta_1^* \alpha_2^* - \frac{b}{a} g^* \beta_1^* \alpha_4^*) z_{31}$$

$$- (g \beta_1 \alpha_1 - \frac{b}{a} g \beta_1 \alpha_3) z_{41}^*$$

对 r_2 进行处理得到的判决统计为:

$$\tilde{x}'_1 = (c - \frac{d^2}{c}) x_1 + N'_1 \quad (24)$$

$$\tilde{x}'_2 = (c - \frac{d^2}{c}) x_2 + N'_2 \quad (25)$$

$$\tilde{x}'_3 = (c - \frac{d^2}{c}) x_3 + N'_3 \quad (26)$$

$$\tilde{x}'_4 = (c - \frac{d^2}{c}) x_4 + N'_4 \quad (27)$$

式中

$$c = |g \beta_2 \alpha_1|^2 + |g \beta_2 \alpha_2|^2 + |g \beta_2 \alpha_3|^2 + |g \beta_2 \alpha_4|^2,$$

$$d = 2\text{Re}(g \alpha_2 \beta_2 g^* \alpha_4^* \beta_2^* + g \alpha_1 \beta_2 g^* \alpha_3^* \beta_2^*).$$

$$N'_1 = (g \beta_2 \alpha_2 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_4) z_{12}^* + (g^* \beta_2^* \alpha_1^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_3^*) z_{22}$$

$$+ (g \beta_2 \alpha_4 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_2) \tilde{n}_{32}^*$$

$$+ (g^* \beta_2^* \alpha_3^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_1^*) z_{42}$$

$$N'_2 = -(g \beta_2 \alpha_1 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_3) z_{12}^* + (g^* \beta_2^* \alpha_2^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_4^*) z_{22}$$

$$- (g \beta_2 \alpha_3 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_1) z_{32}^*$$

$$+ (g^* \beta_2^* \alpha_4^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_2^*) z_{42}$$

$$N'_3 = (g \beta_2 \alpha_4 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_2) z_{12}^* + (g^* \beta_2^* \alpha_3^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_1^*) z_{22}$$

$$+ (g \beta_2 \alpha_2 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_4) z_{32}^*$$

$$+ (g^* \beta_2^* \alpha_1^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_3^*) z_{42}$$

$$N'_4 = -(g \beta_2 \alpha_3 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_1) z_{12}^* + (g^* \beta_2^* \alpha_4^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_2^*) z_{22}$$

$$- (g \beta_2 \alpha_1 - \frac{d}{c} g \beta_2 \alpha_3) z_{32}^*$$

$$+ (g^* \beta_2^* \alpha_2^* - \frac{d}{c} g^* \beta_2^* \alpha_4^*) \tilde{n}_{42}^*$$

同理,接收天线垂直极化方向得到对 x 的判决统计分别为: $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3, \tilde{x}_4$ 和 $\tilde{x}'_1, \tilde{x}'_2, \tilde{x}'_3, \tilde{x}'_4$.

综上所述,可以得到对 x 的判决统计为:

$$\hat{x}_1 = \tilde{x}_1 + \tilde{x}'_1 + \tilde{x}_1 + \tilde{x}'_1 \quad (28)$$

$$\hat{x}_2 = \tilde{x}_2 + \tilde{x}'_2 + \tilde{x}_2 + \tilde{x}'_2 \quad (29)$$

$$\hat{x}_3 = \tilde{x}_3 + \tilde{x}'_3 + \tilde{x}_3 + \tilde{x}'_3 \quad (30)$$

$$\hat{x}_4 = \tilde{x}_4 + \tilde{x}'_4 + \tilde{x}_4 + \tilde{x}'_4 \quad (31)$$

5 仿真

发射端采用 4 根双极化发射天线,接收端分别采用 1 根和 2 根双极化接收天线,发射的码字矩阵如式 (15),信道为匙孔信道.与匙孔信道的传统 QSTBC、单中继瑞利信道的 QSTPBC 和单中继匙孔信道的 QSTPBC 分别进行比较.而对应的准正交码字矩阵如文献 [16] 所示.频谱利用率分别为 1bit/s/Hz、2bits/s/Hz 和 3bits/s/Hz,分别采用 BPSK、QPSK 和 8PSK 调制方式,取 $g = 1$,采用 1 根接收天线的仿真结果分别如图 3、图 4 和图 5 所示;采用 2 根接收天线的仿真结果分别如图 6、图 7 和图 8 所示.由图 3~图 8 可见,当 $BER = 10^{-3}$ 时,BPSK 调制下本文 QSTPBC 与上述三种情况相比分别有 12.5dB/4.5dB、3dB/0.2dB 和 13dB/4.7dB 的增益,QPSK 调制下分别有 12dB/5dB、2.8dB/1dB 和 12.8dB/5.5dB 的增益,8PSK 调制下分别有 13dB/7dB、2.5dB/2dB 和 14dB/7.1dB 的增益.与传统 QSTBC 相比,本文所提分组码具有更低的误比特率;与两种单中继 QSTPBC 相比,在 SNR 较高的情况下本文所提分组码具有较好的性能.即当 SNR 较低时,可以采用单中继的方式来提高系统误比特率性能,而不宜采用本文提到的方式;当 SNR 较高时,宜采用本文所提方式来提高系统误比特率性能,而不宜采用单中继方式.

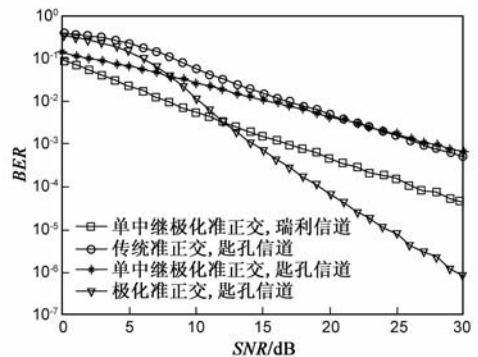


图3 本文所设计码字与其他三种情况的性能比较 BPSK, 1bit/s/Hz

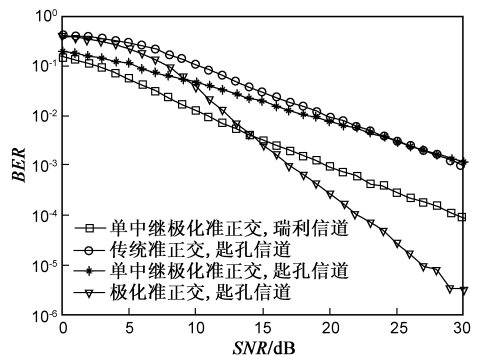


图4 本文所设计码字与其他三种情况的性能比较 QPSK, 2bit/s/Hz

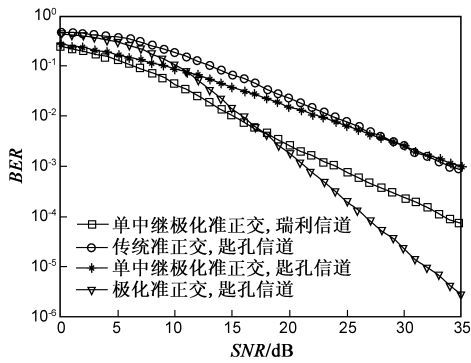


图5 本文所设计码字与其他三种情况的性能比较
8PSK, 3bit/s/Hz

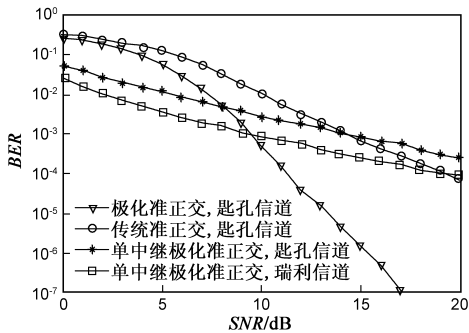


图6 本文所设计码字与其他三种情况的性能比较
BPSK, 1bit/s/Hz

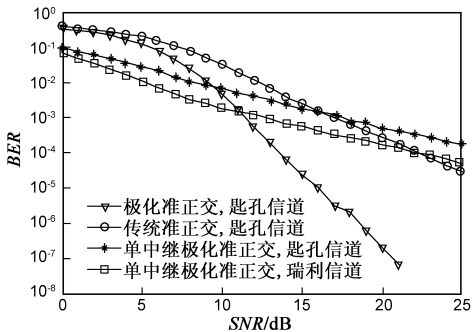


图7 本文所设计码字与其他三种情况的性能比较
QPSK, 2bit/s/Hz

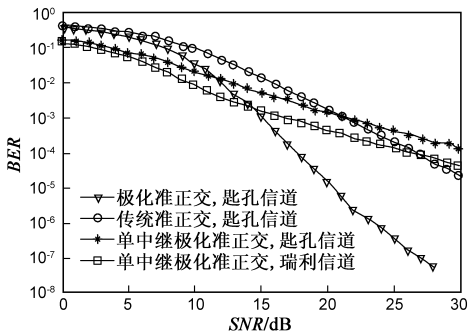


图8 本文所设计码字与其他三种情况的性能比较
8PSK, 3bit/s/Hz

码字矩阵.最后与匙孔信道的传统准正交空时分组码、单中继匙孔信道的 QSTPBC 和单中继瑞利信道的 QSTPBC 分别进行了仿真比较.仿真结果表明在相同 SNR 条件下,本文所提 QSTPBC 与传统 QSTBC 相比具有更低的误比特率,可以改善系统性能;与两种单中继 QSTPBC 相比,在 SNR 较高的情况下本文所提分组码具有较好的性能;当 SNR 增加时,本文码字的误比特率比上述两种码字的误比特率降得更快.

参考文献:

- [1] D Chizhik, G J Foschini, R A Valenzuela. Capacities of multi-element transmit and receive antennas: correlations and keyholes [J]. Electronics Letters, 2000, 36(13): 1099 – 1100.
- [2] Yi Gong, Khaled Ben Letaief. On the error probability of orthogonal space-time block codes over keyhole MIMO channels [J]. IEEE Trans. on wireless Commun, 2007, 6(9): 3402 – 3409.
- [3] Yi Gong, K B Letaief. Space-time block codes in keyhole fading channels; error rate analysis and performance results [A]. Vehicular Technology Conference [C]. Melbourne, Australia, 2006. 4. 1903 – 1907.
- [4] S Sanayei, A Hedayat, A Nosratinia. Space time codes in keyhole channels: Analysis and design [J]. IEEE Trans on wireless Commun, 2007, 6(6): 2006 – 2011.
- [5] H Shin, J H Lee. Effect of keyholes on the symbol error rate of space-time block codes [J]. IEEE Commun Lett, 2003, 7(1): 27 – 29.
- [6] J Seberry, K Finlayson, T A Wysocki, T b Xia, B J Wysocki. The theory of quaternion orthogonal designs [J]. IEEE Trans. on signaling processing, 2008, 56(1): 256 – 265.
- [7] Alice Yen-Chi Peng, Il-Min Kim, Shahram Yousefi. Low-complexity sphere decoding algorithm for quasi-orthogonal spacetime block codes [J]. IEEE Trans on Commun, 2006, 54(3): 377 – 382.
- [8] Minh-Tuan Le, Van-Su Pham, Linh Mai, Giwan Yoon. Low-complexity maximum-likelihood decoder for four-transmit-antenna quasi-orthogonal spacetime block code [J]. IEEE Trans on communications, 2005, 53(11): 1817 – 1821.
- [9] Georgy Levin, Sergey Loyka. On the outage capacity distribution of correlated keyhole MIMO channels [J]. IEEE Trans on Information theory, 2008, 54(7): 3232 – 3245.
- [10] Hongzhi Zhao, Yi Gong, Yong Liang Guan, Shaoqian Li. Performance analysis of space-time block codes in Nakagami-m keyhole channels with arbitrary fading parameters [A]. IEEE International Conference on Communication [C]. Beijing, China, 2008. 4090 – 4094.
- [11] Hongzhi Zhao, Yi Gong, Yong Liang Guan, Youxi Tang. Performance analysis of M-PSK/M-QAM modulated orthogonal

6 结论

本文提出了适于匙孔信道的 QSTPBC, 可以通过极化天线进行满码率发射和接收. 设计了 4 个发射天线的

spacetime block codes in keyhole channels[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2009, 58(2): 1036 - 1043.

- [12] 赵宏志, Yi Gong, 唐友喜, 李少谦. Keyhole 信道下正交空时分组码的性能分析[J]. 电子学报, 2007, 35(6A): 30 - 34.
Zhao Hong-zhi, Yi Gong, Tang You-xi, Li Shao-qian. Performance of orthogonal space-time block codes in keyhole MIMO fading channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6A): 30 - 34. (in Chinese)
- [13] 李正权, 沈连丰, 占秀芳. 旋转星座下匙孔信道的四元素准正交空时分组码研究[J]. 信号处理, 2010, 26(4): 617 - 625.
Li Zheng-quan, Shen Lian-feng, Zhan Xiu-fang. Constellations rotation for quaternion quasi-orthogonal space time block code in keyhole channel[J]. Signal Processing, 2010, 26(4): 617 - 625. (in Chinese)
- [14] Branka Vucetic, Jinhong Yuan, 著, 王晓海, 等, 译. 空时编码技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
Branka Vucetic, Jinhong Yuan. Space-Time Coding[M]. Beijing: China Machine Press, 2004.
- [15] 哈密德·贾法哈尼, 著, 任品毅, 译. 空时编码的理论与实践[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2007.
H Jafarkhani. Space-Time Coding: Theory and Practice[M]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press, 2007.

- [16] H Jafarkhani. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Trans on Communications, 2001, 49(1): 1 - 4.
- [17] Xiao Liping, Xu Chengqian, Zhang Weifeng. A new quasi-orthogonal space time block code[A]. First International Conference on Communications and Networking, 2006, ChinaCom'06[C]. China, 2006. 1 - 5.

作者简介:



李正权 男, 1976年7月出生, 东南大学移动通信国家重点实验室博士后, 副教授, 硕士生导师. 2000年9月至2003年9月在上海交通大学电子工程系电路与系统专业攻读博士学位, 主要研究方向是空时编码和空时自适应信号处理. 于2003年12月获得博士学位. 研究方向: 空时编码技术. E-mail: lzq722@sina.com



沈连丰 男, 1952年7月出生, 东南大学移动通信国家重点实验室教授, 博士生导师. 1982年3月南京工学院无线电通信专业研究生毕业, 获工学硕士学位. 研究方向: 宽带移动通信、短距离无线通信与泛在网络等. E-mail: lfshen@seu.edu.cn