

一种基于矩阵旋转的正交空时分组码

王 磊 朱世华 王 君

(西安交通大学信息与通信工程系 西安 710049)

摘 要: Tarokh 等人 (1999) 运用正交设计理论证明了当发射天线数大于 2 时, 不存在可以获得最大分集增益和最大传输速率的复正交空时分组码。而以牺牲正交性和部分分集增益为代价来获得更高传输速率的非正交空时分组码又会使误码性能降低。该文通过对非正交空时分组码信道相关矩阵采用矩阵旋转的方法, 提出了一种可以获得最大传输速率、部分分集增益以及接收端线性解码的正交空时分组码。仿真结果表明, 该方案与已有典型的空时分组码相比, 具有较好的误码性能。

关键词: 分集, 多天线, 空时分组码, 无线通信

中图分类号: TN911.22 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)03-0397-05

An Orthogonal Space-Time Block Code Based on Matrix Rotation

Wang Lei Zhu Shi-hua Wang Jun

(Dept of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract According to the theory of orthogonal designs, Tarokh *et al.*(1999) proved that a complex orthogonal space-time block code that provides full diversity and full transmission rate is not feasible for more than two antennas. Whereas the non-orthogonal space-time block codes which obtain higher transmission rate at the cost of orthogonality and partial diversity gain may degrade the performance. By rotating the channel correlation matrix of the non-orthogonal space-time block code, this paper proposes an orthogonal rate-one space-time block code which provides partial diversity but can be linearly decoded at the receiver. Simulation results show that the scheme has better Bit Error Rate (BER) performance compared to the existing typical codes.

Key words Diversity, Multiple antennas, Space-time block codes, Wireless communications

1 引言

空时编码(Space-Time Coding, STC)是无线通信中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传送信息, 可以大大改善无线通信系统的信息容量。目前有关空时编码的研究主要是围绕空时格形码(Space-Time Trellis Code, STTC)和空时分组码(Space-Time Block Code, STBC)展开的。空时格形码因其译码复杂度随发射速率的增大呈指数增加^[1]使其应用受到了限制, 而空时分组码则因其发射和译码结构易于实现, 获得了更大的关注。

1998 年, Alamouti 首次提出了使用两个天线发射的空时分组码^[2], 该方案根据一个 2×2 的编码矩阵在两个码符周期内和两个天线上分别发射不同的符号, 可以获得最大分集增益和最大传输速率, 是一种简单而有效的编码方案。更为重要的是, Alamouti 方案引发了人们对空时分组码结构更为深

入地探讨。Tarokh 等人应用正交设计理论将 Alamouti 方案推广到多个发射天线的情况^[3, 4]。在空时码设计中引入正交性可使最大似然检测简化为一个线性处理, 使得译码复杂度大大降低。但是, Tarokh 也证明了对于复信号, 可以同时获得最大分集增益和最大传输速率的正交设计仅在发射天线数等于 2 时存在, 而当发射天线数大于 2 时则不存在。例如, 当发射天线数分别为 3, 4 时, 采用正交设计的空时分组码尽管可以获得满分集增益, 但其传输速率只能达到 $3/4$ 。

为此, 以牺牲正交性和部分分集增益来获得更高传输速率的非正交空时分组码近来引起了人们的注意^[5-7]。以 4 个发射天线为例, Tirkkonen 提出了非正交的 ABBA 码^[5], 它可以获得最大传输速率与部分分集增益, 但这却是以编码的非正交性为代价的。由于编码的非正交在检测矩阵中引入了自干扰项, 使得接收端不能实现线性的最大似然检测, 因此 ABBA 码的性能不及正交设计的空时分组码。Jafarkhani 与

Papadias 在文献[6,8]中也分别提出了与 ABBA 码类似的准正交或非正交空时分组码。

针对非正交空时分组码信道相关矩阵中存在自干扰项的问题, 本文提出了一种基于矩阵旋转的正交空时分组码。该方案通过对非正交空时分组码信道相关矩阵采用 Givens 旋转的方法来构造正交的空时分组码。由于 Givens 旋转可将向量的任意元素置为零, 因此可以有效消除自干扰项。此外, 该码还可获得最大传输速率以及在接收端采用线性解码。

本文安排如下: 第2节回顾了一类非正交空时分组码及其存在的问题, 第3节采用 Givens 旋转的方法构造正交的空时分组码, 第4节给出了解码算法, 第5节进行了算法仿真及讨论, 最后是对全文的总结。

2 问题的描述

Tarokh 已证明, 对于复信号, 可以获得最大分集增益和最大传输速率的正交设计仅在发射天线数等于 2 时存在(文献[3], 定理 5.4.2)。一个典型的例子即为 Alamouti 方案, 它定义为如下一个编码矩阵:

$$\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 * 表示取复数共轭, \mathbf{A} 的下标 1, 2 表示编码矩阵中的符号是 s_1 和 s_2 , 其中第 i ($i=1,2$) 行第 j ($j=1,2$) 列的元素表示在第 i 个码符周期从第 j 个天线上发出的信号。当天线数大于 2 时, 常以 Alamouti 编码作为基本的编码矩阵来构造可以获得最大传输速率的空时编码, 例如当有 4 个发射天线时, 可以以速率 $R=1$ 传输的 ABBA 码^[5]和准正交码^[6], 其编码矩阵分别为

$$\mathbf{C}_{\text{ABBA}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{34} \\ \mathbf{A}_{34} & \mathbf{A}_{12} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{\text{QO}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{34} \\ -\mathbf{A}_{34}^* & \mathbf{A}_{12}^* \end{bmatrix}$$

以上两个编码矩阵都不是正交阵, 因而其解码复杂度较高。

本文的目的是对上述的非正交空时编码进行变换, 将其变为正交阵。在这里我们以 ABBA 码为例进行讨论, 对于准正交码, 结论也可以类推得到。

考虑具有一个接收天线时的情况, 信道向量 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4]^T$, 其中 h_i ($i=1, \dots, 4$) 表示从发射天线 i 到接收天线的复信道增益。假设信道为准静态平坦 Rayleigh 衰落信道, 在 4 个连续的码符周期内, 接收信号向量 $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ r_3 \ r_4]^T$ 可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}_{\text{ABBA}} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ n_3 \ n_4]^T$ 表示复高斯白噪声向量。

对接收信号向量 $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ r_3 \ r_4]^T$ 的第二项和第四项分别取共轭, 我们得到式(2)的等价关系式:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3 & h_4 & h_1 & h_2 \\ h_4^* & -h_3^* & h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

即接收信号向量 $\tilde{\mathbf{r}} = [r_1 \ r_2^* \ r_3 \ r_4^*]^T$ 也是 $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$ 的充分统计量^[7]。

在式(3)中, 我们将信号向量 \mathbf{s} 从编码矩阵 \mathbf{C}_{ABBA} 中分离出来, 用信道矩阵 \mathbf{H} 来表示接收信号 $\tilde{\mathbf{r}}$, 使得式(3)具有与多用户检测问题相似的表达式, 其中 \mathbf{H} 与 \mathbf{s} 分别相当于多用户检测中的扩频码矩阵与用户数据向量。在接收端进行匹配滤波后, 应使信道矩阵 \mathbf{H} 正交并且易于检测出发射信号 \mathbf{s} 。

在接收端对式(3)两边同时左乘 \mathbf{H}^H 进行信道匹配滤波, 得到

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{A}_4 \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{n}} \quad (4)$$

$$\text{上式中, } \mathbf{A}_4 = \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & \beta \\ \beta & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad \alpha = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2, \quad \beta =$$

$2\text{Re}\{h_1^* h_3 + h_2^* h_4\}$, 其中上标 H 表示对矩阵取共轭转置, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取复数的实部。

从式(4)可以看出, 由于 ABBA 码的非正交性在检测矩阵中引入了自干扰项 β , 使得线性解码变得难以实现。因此采用非正交的空时分组码时, 需要解决的问题就是如何消除自干扰项, 以实现线性解码。

对此, 文献[9]提出了一种基于信道状态信息 (CSI) 的正交空时分组码 (CSI-based Orthogonal Transmit Diversity, C-OTD), 它的设计思想就是在每个发射天线处设置权因子, 并将接收端所估计到的信道状态信息反馈回发射端, 通过控制权因子来消除自干扰项。这种方案的不足有两个方面, 第一, 如果接收端对信道状态信息的估计存在误差, 则不能将自干扰项有效置零; 第二, 需从接收端向发射端建立一条反馈链路, 增加了系统的复杂度。

本文提出一种基于矩阵旋转的方法来消除自干扰项, 这种方法不需要利用信道状态信息, 实现起来简单可行, 而且在各项性能上也体现出了很大的优势。

3 基于矩阵旋转的正交空时分组码

基于矩阵旋转的正交空时分组码, 其思想是通过 Givens 旋转的方法消除非正交性所带来的自干扰项, 从而构造正交空时分组码。

由矩阵变换的理论^[10], Givens 旋转可将某个向量的任意元素置为零, 而且如果 $n \times n$ 矩阵 \mathbf{A} 是对称矩阵, 对 \mathbf{A} 应用

Givens 旋转 $G(i, j, \theta)$ 则可以将矩阵 A 的元素 a_{ij} 和 a_{ji} 同时变为零。为此, 根据

$$G^T(i, j, \theta)AG(i, j, \theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{ii} & a_{ij} \\ a_{ji} & a_{jj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a'_{ii} & 0 \\ 0 & a'_{jj} \end{bmatrix} \quad (5)$$

可以求得 Givens 旋转的参数为

$$\tan(2\theta) = 2a_{ij}(a_{ii} + a_{jj}) / (a_{jj}^2 - a_{ii}^2) \quad (6)$$

这表明, 利用一系列 Givens 旋转, 可以将一个对称矩阵 A 对角化。

在信道相关矩阵 A_4 中, 可以看到有两个相同的对称矩阵

$$A_3 = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \beta \\ 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & \alpha \end{bmatrix}$$

并且 A_3 的对角线上各元素相等。这样, 很容易就得出 A_3 的 Givens 旋转参数为 $\theta = \pi/4$ 。因此, A_3 的 Givens 旋转矩阵为

$$G' = \begin{bmatrix} \cos(\pi/4) & 0 & \sin(\pi/4) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\pi/4) & 0 & \cos(\pi/4) \end{bmatrix}$$

对于矩阵 A_4 , 需要对其采用两次 Givens 旋转才可将其干扰项消除。由 G' 得出这两个 Givens 旋转矩阵分别为

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

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

用 G_1, G_2 对 A_4 进行两次 Givens 旋转, 可以得到

$$A = G_2^T (G_1^T A_4 G_1) G_2 = \begin{bmatrix} \alpha - \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha - \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha + \beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

由上式可以看出, A 中已经消除了由非正交空时码所带来的自干扰项, 因此在接收端可以采用线性解码, 降低解码复杂度。

令 $G = G_1 G_2$, 则从式 (7) 可以得到

$$\begin{aligned} A &= G_2^T G_1^T A_4 G_1 G_2 = (G_1 G_2)^T A_4 (G_1 G_2) \\ &= G^T H^H H G = (H G)^H (H G) \end{aligned} \quad (8)$$

可以看出, $H' = H G$ 为采用 Givens 旋转后等价的信道矩阵, 因此, 由式 (8) 可以得出信道矩阵 H' 为正交矩阵。

下面我们将利用正交矩阵 H' 来构造正交的空时分组

码。由于这里采用了对信道矩阵 H 的相关矩阵进行 Givens 旋转的方法, 因此本文将由此构造的正交空时分组码称为 G-OTD(Givens-Orthogonal Transmit Diversity)码。

正交的信道矩阵 H' 如下:

$$H' = \begin{bmatrix} h_1 - h_3 & h_2 - h_4 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_2^* - h_4^* & -(h_1^* - h_3^*) & h_2^* + h_4^* & -(h_1^* + h_3^*) \\ h_3 - h_1 & h_4 - h_2 & h_3 + h_1 & h_4 + h_2 \\ h_4^* - h_2^* & -(h_3^* - h_1^*) & h_4^* + h_2^* & -(h_3^* + h_1^*) \end{bmatrix} \quad (9)$$

由接收信号向量 $r = Ch + n$ 与 $\tilde{r} = H's + \tilde{n}$ 的等价性, 可以得到对应于 H' 的正交空时分组码 G-OTD 码, 其编码矩阵为

$$C_{G-OTD} = \begin{bmatrix} s_1 + s_3 & s_2 + s_4 & s_3 - s_1 & s_4 - s_2 \\ -(s_2^* + s_4^*) & s_1^* + s_3^* & -(s_4^* - s_2^*) & s_3^* - s_1^* \\ s_3 - s_1 & s_4 - s_2 & s_1 + s_3 & s_2 + s_4 \\ -(s_4^* - s_2^*) & s_3^* - s_1^* & -(s_2^* + s_4^*) & s_1^* + s_3^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

设 $\tilde{s}_i (i=1, \dots, 4)$ 分别为符号 $s_i (i=1, \dots, 4)$ 的估计值, 用 $s_i - \tilde{s}_i$ 分别替代式 (10) 中的 s_i , 可以得到 G-OTD 码的误差矩阵, 容易验证矩阵 $C_{G-OTD}(s_1 - \tilde{s}_1, s_2 - \tilde{s}_2, s_3 - \tilde{s}_3, s_4 - \tilde{s}_4)$ 的最小秩为 2。因此当接收端有 M 个天线时, G-OTD 码的分集增益为 $2M$ [1], 即 G-OTD 码获得了部分分集增益。但 G-OTD 码在 4 个码符周期内发送 4 个码元, 它的传输速率可达到 $R=1$ 。

4 G-OTD 码的解码

考虑接收端有 M 个天线的情况, 4 个发射天线到第 $m (m=1, \dots, M)$ 个接收天线的信道向量为 $\mathbf{h}_m = [h_{1m} \ h_{2m} \ h_{3m} \ h_{4m}]^T$, 则第 m 个天线上的接收信号为

$$\tilde{r}_m = H_m s + \tilde{n}_m \quad (11)$$

其中 H_m 为从 4 个发射天线到第 m 个接收天线的信道矩阵:

$$H_m = \begin{bmatrix} h_{1m} - h_{3m} & h_{2m} - h_{4m} & h_{1m} + h_{3m} & h_{2m} + h_{4m} \\ h_{2m}^* - h_{4m}^* & -(h_{1m}^* - h_{3m}^*) & h_{2m}^* + h_{4m}^* & -(h_{1m}^* + h_{3m}^*) \\ h_{3m} - h_{1m} & h_{4m} - h_{2m} & h_{3m} + h_{1m} & h_{4m} + h_{2m} \\ h_{4m}^* - h_{2m}^* & -(h_{3m}^* - h_{1m}^*) & h_{4m}^* + h_{2m}^* & -(h_{3m}^* + h_{1m}^*) \end{bmatrix} \quad (12)$$

对接收天线 m 上的信号进行信道匹配滤波, 得到

$$Z_m = H_m^H \tilde{r}_m = A_m s + H_m^H \tilde{n}_m \quad (13)$$

再根据最大比率合并 (Maximum Ratio Combining, MRC)

将 M 个天线上的信号进行合并, 得到

$$Z = \sum_{m=1}^M Z_m = \sum_{m=1}^M A_m s + \sum_{m=1}^M H_m^H \tilde{n}_m = \Lambda s + \sum_{m=1}^M H_m^H \tilde{n}_m \quad (14)$$

式(14)中

$$\Lambda = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b \end{bmatrix} \quad (15)$$

式(15)中

$$a = 2 \sum_{m=1}^M (|h_{1m} - h_{3m}|^2 + |h_{2m} - h_{4m}|^2)$$

$$b = 2 \sum_{m=1}^M (|h_{1m} + h_{3m}|^2 + |h_{2m} + h_{4m}|^2)$$

最后我们对合并后的信号作解相关接收,即给式(14)两边同时左乘 Λ^{-1} , 便可检测出发送信号。可以看出, 由于信道矩阵 H_m 的正交性, 使得接收端可以进行线性解码, 从而降低了解码复杂度。

5 仿真结果与性能分析

为了验证基于矩阵旋转的正交空时分组码 (G-OTD) 的误码性能, 本节采用蒙特卡罗方法进行了算法仿真。为更好地与其它几种空时分组码的误码性能进行比较, 这里采用了与文献[4,6]中完全相同的仿真条件。发射信号采用复信号星座调制, 每个码符周期内各天线上发射信号的平均功率为 1, 则在发射天线数为 4 的情况下, 每个接收天线上信号的平均功率为 4。若设信噪比为 SNR, 则每个噪声分量 n_i 采用实部与虚部都是均值为 0, 方差为 $2/\text{SNR}$ 的复高斯随机变量。各收、发天线之间的信道为相互独立的平坦 Rayleigh 衰落信道, 信道增益的实部与虚部均服从均值为零、方差为 0.5 的高斯分布, 并且在一个数据分组发送时间内信道参数保持不变。假设接收端有理想的信道估计并采用了最大似然解码。

图 1 给出了当频谱效率为 $2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时, 发射天线数为 4, 接收天线数 M 分别为 1, 4 两种情况下, ABBA 码和 G-OTD 码的误码率曲线, 以及采用 2 个发射天线, 1 个接收天线时 Alamouti 码的误码率曲线。在图 1 中, 对所有的编码均采用了 QPSK 调制方式, 由于这 3 种编码均为全速率空时分组码, 因此其频谱效率为 $2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。从图 1 中可以看到, 由于 G-OTD 码消除了 ABBA 码信道相关矩阵中的自干扰项, 使得其在保持 ABBA 码全速率传输的同时又能使误码性能得到很大的改善。

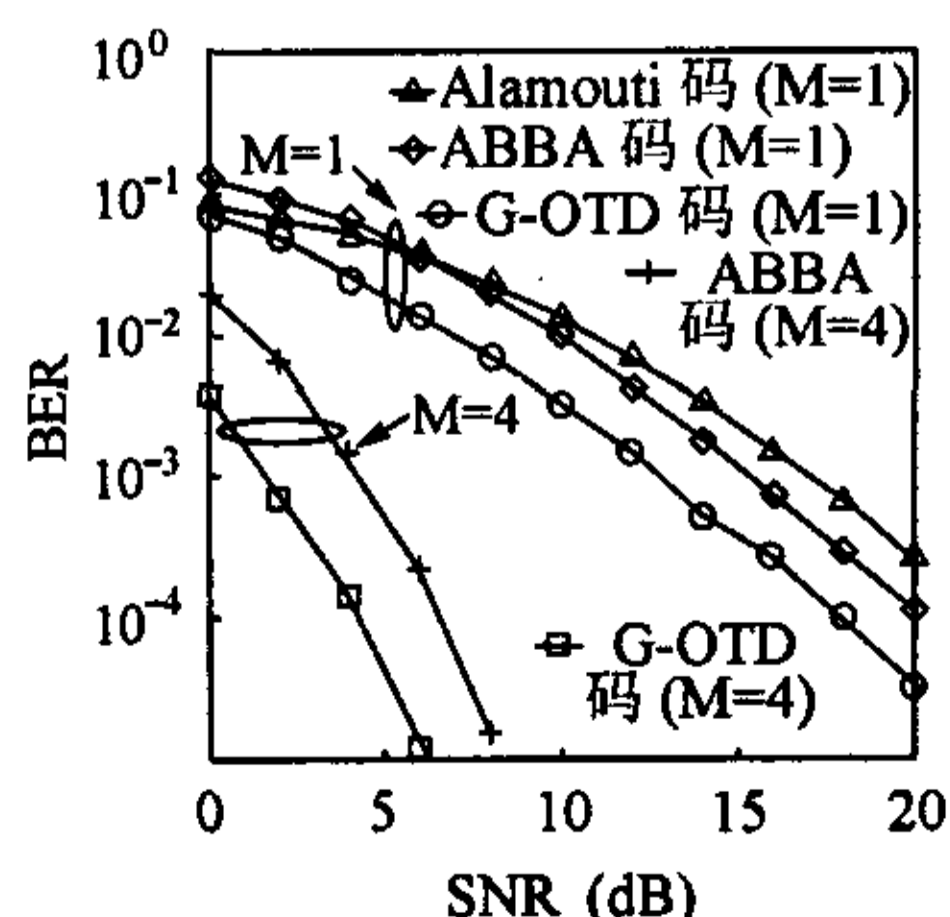


图 1 G-OTD 码、ABBA 码和 Alamouti 码的误码率曲线

图 2 在频谱效率均为 $2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的条件下, 比较了采用 4 个发射天线, 1 个接收天线时 G-OTD 码和 1/2 速率的正

交空时码的误码性能。1/2 速率正交空时码是 Tarokh 等人^[3]提出的一种满分集增益的正交空时分组码, 可以在接收端进行线性解码, 但其传输速率仅为 1/2。为了使频谱效率相同, 我们对 G-OTD 码采用 QPSK 调制, 对 1/2 速率正交空时码采用 16-QAM 调制。

与图 2 相同, 图 3 给出了在相同频谱效率下 G-OTD 码与 3/4 速率正交空时码^[4]的误码率曲线。相应地, 对 G-OTD 码采用 8PSK 调制, 对 3/4 速率的正交空时码采用 16-QAM 调制, 可以使频谱效率达到 $3 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。

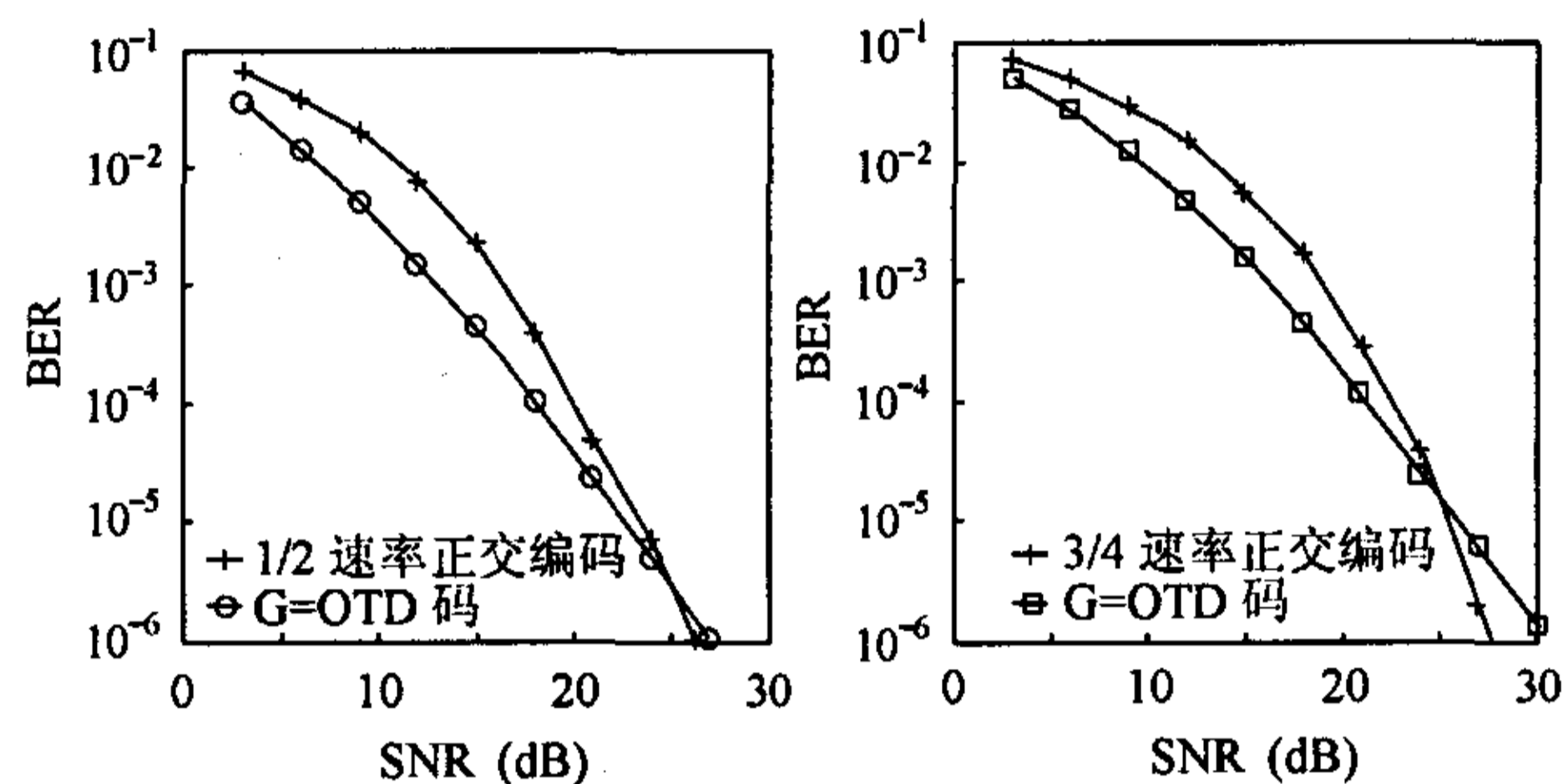


图 2 G-OTD 码和 1/2 速率正交码的误码率曲线

图 3 G-OTD 码和 3/4 速率正交码的误码率曲线

图 2 和图 3 的仿真结果表明, 在频谱效率相同的条件下, 当信噪比较低时, G-OTD 码的误码性能优于 1/2 速率的正交码和 3/4 速率的正交码。但是当信噪比继续增大时, G-OTD 码与 1/2 速率正交码以及 3/4 速率正交码的误码率曲线相交。这是因为 BER-SNR 曲线的斜率表示分集增益的大小^[6], 1/2 速率正交码和 3/4 速率正交码均得到满分集增益, 而 G-OTD 码得到了部分分集增益。由于 G-OTD 码也是正交的空时分组码, 在接收端可以获得线性解码, 因此其解码复杂度与 1/2 速率正交码和 3/4 速率正交码的解码复杂度相同。

6 结论

通过对非正交空时分组码的信道相关矩阵采用 Givens 旋转的方法, 本文提出了一种可以获得最大传输速率、部分分集增益以及接收端线性解码的正交空时分组码。相对于非正交空时分组码, 该空时码的正交性降低了解码复杂度并且改善了误码性能。相对于两种满分集增益的空时分组码 1/2 速率正交码和 3/4 速率正交码, 该空时码获得了全速率传输, 尽管没有达到满分集增益, 但它在信噪比较小时得到了更好的误码性能。这种对非正交空时分组码信道相关矩阵采用矩阵旋转的方法同样可以推广到其它非正交或准正交的空时分组码中。

参考文献

- [1] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code

- construction. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1998, 44(2): 744 – 765.
- [2] Alamouti S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE J. on Select. Areas Comm.*, 1998, 16(8): 1451 – 1458.
- [3] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1999, 45(5): 1456 – 1467.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block coding for wireless communications: Performance results. *IEEE J. on Select. Areas Comm.*, 1999, 17(3): 451 – 460.
- [5] Tirkkonen O, Boariu A, Hottinen A. Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+Tx. International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications, New Jersey, USA, Sept. 2000, 2: 429 – 432.
- [6] Jafarkhani H. A quasi-orthogonal space-time block code. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(1): 1 – 4.
- [7] Boariu A, Ionescu D M. A class of nonorthogonal rate-one space-time block codes with controlled interference. *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, 2003, 2(2): 270 – 276.
- [8] Papadias C B, Foschini G J. A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Salt Lake City, Utah, USA, May 2001, 4: 2481 – 2484.
- [9] Rouquette S, Merigeault S, Gosse K. Orthogonal full diversity space-time block coding based on transmit channel state information for 4 Tx antennas. IEEE International Conference on Communications, New York City, USA, May 2002, 1: 558 – 562.
- [10] 张贤达. 信号处理中的线性代数. 北京: 科学出版社, 1997: 64.
- 王磊: 女, 1977年生, 博士生, 现主要从事MIMO系统信道容量以及空时编码等方面的研究.
- 朱世华: 男, 1950年生, 教授, 博士生导师, 长期从事移动通信、数字传输和程控交换等领域的研究.
- 王君: 男, 1975年生, 博士生, 现主要从事多天线系统信道与信道容量及多用户检测等方面的研究.