

基于独立分量分析的实正交空时分组码盲识别

赵知劲^{1,2}, 陈林¹, 王海泉¹, 沈雷¹

(1. 杭州电子科技大学 通信工程学院, 浙江 杭州 310018;

2. 中国电子科技集团第 36 研究所 通信系统信息控制技术国家级重点实验室, 浙江 嘉兴 314001)

摘要: 提出一种基于独立分量分析的正交空时分组码(OSTBC)盲识别方法。首先给出了接收信号模型, 利用独立分量分析得到含有编码矩阵的虚拟信道矩阵, 然后利用编码矩阵特性, 证明得到正交空时分组码的虚拟信道矩阵的相关矩阵为对角矩阵; 最后提出用于正交空时分组码识别的 2 个特征参数: 稀疏度和方差。仿真结果表明, 所提出方法能够较好地识别正交空时分组码。

关键词: MIMO 系统; 正交空时分组码; 盲识别; 虚拟信道矩阵

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)11-0001-07

Blind recognition of real orthogonal STBC based on independent component analysis

ZHAO Zhi-jin^{1,2}, CHEN Lin¹, WANG Hai-quan¹, SHEN Lei¹

(1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;

2. State Key Lab of Information Control Technology in Communication System of No.36 Research Institute,

China Electronic Technology Corporation, Jiaxing 314001, China)

Abstract: A method for blind recognition of orthogonal space-time block coding (OSTBC) based on independent component analysis (ICA) was proposed. Firstly, the model of received signal was given. And then independent component analysis technology was used to separate the virtual channel matrix which contains coding matrix information. Using the characteristics of coding matrix, it was proved that the correlation matrix of the virtual channel matrix in OSTBC communication systems was diagonal matrix. Finally, two characteristic parameters were proposed: sparsity and variance, which could recognize OSTBC. Simulation results demonstrated that the proposed method is able to identify OSTBC while achieves good performance.

Key words: MIMO systems; orthogonal space-time block coding; blind recognition; virtual channel matrix

1 引言

通信信号识别在民用通信和军用通信中具有重要意义。传统通信信号识别主要包括调制识别和信道编码识别。在非合作的通信侦察中, 要想截获信号信息, 必须知道调制方式、信道编码方式和编

码参数等。空时码^[1]是对 MIMO 系统中发送符号的一种编码, 空时码的识别是非合作 MIMO 系统的重要内容之一, 已引起国内外学者的关注。

2007 年, Shi M、BAR-NESS Y 等人^[2]提出的区分空时码 (STC) 和分层空时码 (BLAST) 的方法。利用 STC 和 BLAST 这两者在信号相关性上的

收稿日期: 2011-07-05; 修回日期: 2012-02-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60872092)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (60872092)

差异,提出了利用循环平稳特性区分 2 种编码的方法。2008 年, YOUNG M D、HEALTH R 等人^[3]在只有一根接收天线的条件下,利用 Alamouti 码的四阶循环累积特性,用来区分 Alamouti 码与一般的空间复用方案。2008 年, Vincent Choqueuse 等人^[4,5]提出利用相关矩阵的空时分组码(STBC)识别方法。该方法根据不同空时分组码的相关矩阵在不同时滞下的 Frobenius 范数是否为零的差异性,首先计算接收信号的相关矩阵 Frobenius 范数,然后采用决策树分类器,最后实现对空时分组码的识别。2010 年, Vincent Choqueuse 和 Mélanie Marazin 等人^[6]提出基于最大似然识别的 3 种 STBC 分类器:最优分类器、二阶统计量(SOS, second-order statistic)分类器、码参数(CP, code parameter)分类器,实现了对空时分组码的识别,其中码参数分类器能够实现盲识别。文献[4~6]所提方法能够识别具有不同码率或码长的空时分组码,但没有进一步研究空时分组码类型的识别。

然而,要对接收信号进行解码,需要知道它的编码方式,目前还没有公开报道这方面的研究,因此需要进一步识别空时分组码的类型。

针对此问题,本文首先建模得到与虚拟信道矩阵相关的接收信号模型,由于虚拟信道矩阵包含空时码信息,因此可用于空时码识别;然后利用 ICA 算法盲估计出虚拟信道矩阵,计算得到虚拟信道矩阵的相关矩阵;再者根据实正交空时分组码的特性,提出相关矩阵的稀疏度和方差的识别特征参数;最后提出利用此参数的正交空时分组码识别方法。

2 信号模型

考虑传统的具有 n_T 个发射天线和 n_R 个接收天线的实正交空时分组码系统。在发射之前对信号进行分组, N 个符号通过 L 个时隙发射,令 $S(k)=[s_1(k), s_2(k), \dots, s_N(k)]^T$ 为待发射的由 N 个符号组成的第 k 组数据,且其中各符号独立分布。 $S(k)$ 先经过空时调制映射为一个具有 L 个时隙的 $n_T \times L$ 维空时编码矩阵 $C(k)$ ^[7], $C(k)$ 可表达成如下形式

$$C(k) = \sum_{i=1}^N X_i s_i(k) \quad (1)$$

其中, X_i 为第 i 个符号 $s_i(k)$ 的 $n_T \times L$ 维编码矩阵,

并具有下列性质^[8]:

$$\begin{cases} X_i X_i^T = I_{n_T}, i = 1, 2, \dots, N \\ X_j X_i^T + X_i X_j^T = 0, i \neq j \end{cases} \quad (2)$$

其中, I_{n_T} 是一个 $n_T \times n_T$ 的单位矩阵。

第 k 组的接收数据信号 $Y(k)$ 可以表示为

$$Y(k) = GC(k) + V(k) \quad (3)$$

$$\text{其中, } G = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{1n_T} \\ h_{21} & h_{2n_T} \\ \vdots & \vdots \\ h_{n_R 1} & h_{n_R n_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{n_R} \end{bmatrix}, Y(k) = \begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ \vdots \\ y_{n_R}(k) \end{bmatrix},$$

$$V(k) = \begin{bmatrix} v_1(k) \\ v_2(k) \\ \vdots \\ v_{n_R}(k) \end{bmatrix}。G \text{ 为 } n_R \times n_T \text{ 维的信道响应矩阵,}$$

其中, $b_m = [h_{m1} \dots h_{mn_T}]$ ($m = 1, 2, \dots, n_R$) 是一个 n_T 维行向量; $Y(k)$ 是一个 $n_R \times L$ 维的矩阵, $y_m(k)$ 是一个 L 维行向量,表示为第 m 个天线所接收到的第 k 组信号; $V(k)$ 为 $n_R \times L$ 维噪声矩阵,其元素是零均值方差为 σ_n^2 的高斯随机变量, $v_m(k)$ 是一个 L 维行向量。

将式(1)代入到式(3),可得

$$\begin{aligned} y_m(k) &= b_m C(k) + v_m(k) \\ &= b_m \sum_{i=1}^N X_i s_i(k) + v_m(k) \\ &= S^T(k) O_m + v_m(k) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{其中, } O_m = \begin{bmatrix} b_m X_1 \\ b_m X_2 \\ \vdots \\ b_m X_N \end{bmatrix}, O_m \text{ 是一个 } N \times L \text{ 维矩阵。}$$

转置式(4)可得

$$y_m^T(k) = O_m^T S(k) + v_m^T(k) \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} y_1^T(k) \\ y_2^T(k) \\ \vdots \\ y_{n_R}^T(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O_1^T S(k) \\ O_2^T S(k) \\ \vdots \\ O_{n_R}^T S(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1^T(k) \\ v_2^T(k) \\ \vdots \\ v_{n_R}^T(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O_1^T \\ O_2^T \\ \vdots \\ O_{n_R}^T \end{bmatrix} S(k) + \begin{bmatrix} v_1^T(k) \\ v_2^T(k) \\ \vdots \\ v_{n_R}^T(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(6)可表示为

$$Y^{\%}(k) = O^T S(k) + V^{\%}(k) = HS(k) + V^{\%}(k) \quad (7)$$

其中, $O = [O_1, O_2, \dots, O_{n_R}]$, $H = O^T$ 是一个

$n_r L \times N$ 维虚拟信道矩阵, $S(k)$ 为 N 个统计独立信源组成的独立向量。

3 特征提取与识别方法

3.1 虚拟信道矩阵的特点

分析虚拟信道矩阵的相关矩阵, 令 $A = H^T H = O O^T$ 可得

$$A = \begin{bmatrix} b_1 X_1 & b_2 X_1 & \dots & b_{n_r} X_1 \\ b_1 X_2 & b_2 X_2 & \dots & b_{n_r} X_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_1 X_N & b_2 X_N & \dots & b_{n_r} X_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 X_1 & b_2 X_1 & \dots & b_{n_r} X_1 \\ b_1 X_2 & b_2 X_2 & \dots & b_{n_r} X_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_1 X_N & b_2 X_N & \dots & b_{n_r} X_N \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

对正交空时分组码, A 的第 (i, i) 元素为

$$A_{ii} = b_1 X_i X_i^T b_1^T + b_2 X_i X_i^T b_2^T + \dots + b_{n_r} X_i X_i^T b_{n_r}^T$$

利用式(2)可得

$$A_{ii} = b_1 b_1^T + b_2 b_2^T + \dots + b_{n_r} b_{n_r}^T \quad (9)$$

A 的第 (i, j) 元素为

$$A_{ij} = b_1 X_i X_j^T b_1^T + b_2 X_i X_j^T b_2^T + \dots + b_{n_r} X_i X_j^T b_{n_r}^T$$

因为 A_{ij} 是一个标量, 则 $A_{ij} = (A_{ij})^T = b_1 X_j X_i^T b_1^T + b_2 X_j X_i^T b_2^T + \dots + b_{n_r} X_j X_i^T b_{n_r}^T$, 利用式(2)可得 $A_{ij} = -b_1 X_i X_j^T b_1^T - b_2 X_i X_j^T b_2^T - \dots - b_{n_r} X_i X_j^T b_{n_r}^T = -A_{ij}$, 因此, 当 $i \neq j$ 时,

$$A_{ij} = 0 \quad (10)$$

根据式(9)式(10)可知

$$A = (b_1 b_1^T + b_2 b_2^T + \dots + b_{n_r} b_{n_r}^T) I_N = \left(\sum_{m=1}^{n_r} \|b_m\|^2 \right) I_N \quad (11)$$

所以正交空时分组码的 A 是一个 $N \times N$ 维的对角矩阵。

$$\text{当 } n_r = 1 \text{ 时, } A = (b_1 b_1^T) I_N = \|b_1\|^2 I_N \quad (12)$$

如果不是正交空时分组码, 则式(2)不成立, 于是 A 也不是对角矩阵, 即式(11)不成立。

3.2 特征参数选取

根据矩阵 A 的这种特性, 提出矩阵 A 的稀疏度的特征参数 q , 即 $q = \|A\|^0 = \sum_{i,j} |A_{ij}|^0$, q 表示 A 中非零的个数。

由于正交空时分组码的 $A = \left(\sum_{m=1}^{n_r} b_m b_m^T \right) I_N$ 是一

个 $N \times N$ 维的对角矩阵, 稀疏度应为 $q = N$; 而非正交空时分组码(NOSTBC)的 A 矩阵的稀疏度 $q > N$; 取特征参数判决门限 $q_T = N$ 。

由于存在噪声和算法估计误差, 估计得到的正交空时分组码的 \hat{A} 矩阵并非严格对角矩阵, 因此对 \hat{A} 取绝对值后, 将 \hat{A} 中小于对角元素的最大值的 γ 倍都置为 0, 以减少噪声影响, 令 γ 为消噪参数。

由于消噪参数 γ 的选择直接影响特征参数 q 值。如果是正交空时分组码, 应取较大的消噪参数 $\gamma = \gamma_1$, 才会使 $q = N$ 并有较高识别率; 如果是非正交空时分组码, 应取较小的消噪参数 $\gamma = \gamma_2$, 才会使 $q > N$ 并具有较高识别率。

由于正交空时分组码的 A 是一个 $2N \times 2N$ 维的对角矩阵, 理论上应有非主对角元素方差 $D = 0$, 但实际上由于 A 矩阵估计误差, D 不会严格为零。非正交空时分组码的 A 矩阵是非主对角矩阵, 所以 $D > 0$ 。为了解决消噪参数 γ 的选择问题, 利用正交空时分组码和非正交空时分组码的 \hat{A} 矩阵非主对角元素具有不同分散程度的特点, 本文提出矩阵 \hat{A} 的非主对角元素方差 D 作为另一个特征参数, 来预判码型, 确定参数 γ 值, 设方差判决门限为 D_T 。

3.3 识别方法

由于 $A = H^T H$, 关键是要得到 H 。由式(7)可知, $Y^{\Phi}(k)$ 是一个瞬时混合信号模型, 得到 $Y^{\Phi}(k)$ 后, 采用 FASTICA 算法^[9,10]就可以估计出 \hat{H} , 然后就可估计出矩阵 \hat{A} 。

所以本文提出的基于 ICA 的利用非对角元素方差和稀疏度的实正交空时分组码的盲识别方法(简记为 DS-ICA)步骤如下。

- 1) 采用 FASTICA 算法估计出虚拟信道矩阵 \hat{H} 。
- 2) 计算 \hat{H} 的相关矩阵 \hat{A} , $\hat{A} = \hat{H}^T \hat{H}$ 。
- 3) 计算矩阵 $n_r = 2$ 特征参数 D , 预判码型, 选取对应的 γ 。
- 4) 对 \hat{A} 取绝对值, 将 \hat{A} 中小于主对角元素最大值的 γ 倍都置为 0, 得到矩阵 B 。
- 5) 计算矩阵 B 的特征参数 q , $q = \|B\|^0 = \sum_{i,j} |B_{ij}|^0$, q 表示 B 中非零的个数。
- 6) 当 $q = N$ 时, 则判为正交空时分组码; 当 $q > N$ 时, 则判为非正交空时分组码。 N 为判决门限, 它是每个分组的符号数。

仅利用非对角元素方差的正交空时分组码的盲识别方法 (简记为 D-ICA) 的步骤为: 步骤 1)、步骤 2)、步骤 3), 预判码型即为最终判决结果。

4 算法仿真和分析

仿真中参数选择如下: 发射信号 $s_i(k)$ 是 BPSK 调制的星座符号, 则 $s_i(k) \in \{-1, 1\}$, 发射数据为 1 000 组, $L=N=4$, 信道为准静态稳定信道。

1) 估计误差分析。发射天线数 $n_T=4$, 接收天线数 $n_R=1$ 和 $n_R=2$ 时, 正交空时分组码

$$C(k) = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & -s_4 \\ -s_2 & s_1 & s_4 & s_3 \\ -s_3 & -s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix}, \text{非正交空时分组码}$$

$$C(k) = \begin{bmatrix} -s_1 & -s_2 & -s_4 & -s_3 \\ s_2 & s_1 & s_3 & s_4 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}, \text{在无噪声和信噪比}$$

为 5dB 时估计得到正交空时分组码和非正交空时分组码的 \hat{A} 矩阵分别如表 1 和表 2 所示。

由表 1 可见, 由于估计误差的影响, 正交空时

分组码的 \hat{A} 矩阵不是对角矩阵, 但与非正交空时分组码的 \hat{A} 矩阵相比, 其非对角元素远比对角线上的元素小得多。由表 2 可见, 噪声背景下, 正交空时分组码的 \hat{A} 矩阵仍具有对角性, 但随着噪声的增大, \hat{A} 矩阵的估计误差将越来越大, 从而 \hat{A} 矩阵的对角性会愈来愈不明显。

2) 消噪参数 γ 的选取。

在信噪比 $SNR=0\text{dB}$ 、不同发射天线数 n_T 和接收天线数 n_R [记 (n_T, n_R)], 消噪参数 $g = \frac{1}{t}$ ($t=5, 6, L, 30$) 情况下, 正交空时分组码和非正交空时分组码特征参数 q 如图 1 所示, 消噪参数 γ 与正交空时分组码正确识别概率 P_{OD} 和非正交空时分组码正确识别概率 P_{ND} 的关系曲线如图 2 和图 3 所示, 图中曲线是 1 500 次仿真结果的平均。

由于随着参数 t 增大, 即参数 γ 变小, B 就不易是对角矩阵, 因此 P_{OD} 将变小, 而 P_{ND} 将增大。由图可见, 当 $t=5$ 时, P_{OD} 接近 100%, 因而取 $g_1 = \frac{1}{5}$;

当 $t=30$ 时, P_{ND} 具有较大值, 因而取 $g_2 = \frac{1}{30}$ 。

表 1 无噪声时矩阵 \hat{A}

n_R	正交空时分组码 \hat{A}	非正交空时分组码 \hat{A}
$n_R=1$	$\begin{bmatrix} 30.569 1 & -0.506 7 & 0.226 3 & -1.497 8 \\ -0.506 7 & 29.998 9 & -0.372 3 & 0.655 0 \\ 0.226 3 & -0.372 3 & 29.894 1 & 0.705 7 \\ -1.497 8 & 0.655 0 & 0.705 7 & 29.537 9 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 28.789 5 & 1.353 3 & -7.313 8 & -3.163 6 \\ 1.353 3 & 31.056 6 & -2.028 0 & -1.313 6 \\ -7.313 8 & -2.028 0 & 30.409 4 & -2.266 3 \\ -3.163 6 & -1.313 6 & -2.266 3 & 29.515 1 \end{bmatrix}$
$n_R=2$	$\begin{bmatrix} 30.839 2 & 0.331 0 & -0.661 4 & 0.785 3 \\ 0.331 0 & 30.458 4 & 0.270 3 & -0.755 4 \\ -0.661 4 & 0.270 3 & 30.327 0 & -0.088 8 \\ 0.785 3 & -0.755 4 & -0.088 8 & 29.575 4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 30.734 8 & 1.941 5 & -1.458 0 & -0.861 0 \\ 1.941 5 & 30.122 5 & -1.759 3 & 2.205 3 \\ -1.458 0 & -1.759 3 & 29.279 1 & 0.658 0 \\ -0.861 0 & 2.205 3 & 0.658 0 & 29.818 7 \end{bmatrix}$

表 2 $SNR=5\text{dB}$ 时矩阵 \hat{A}

n_R	正交空时分组码 \hat{A}	非正交空时分组码 \hat{A}
$n_R=1$	$\begin{bmatrix} 40.557 2 & 0.376 6 & -0.014 7 & -0.430 4 \\ 0.376 6 & 39.974 4 & 1.655 8 & -0.047 7 \\ -0.014 7 & 1.655 8 & 40.170 7 & 0.625 0 \\ -0.430 4 & -0.047 7 & 0.625 0 & 39.449 9 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 53.383 8 & -2.948 6 & -6.858 5 & 0.651 9 \\ -2.948 6 & 41.876 4 & 6.358 2 & 1.384 6 \\ -6.858 5 & 6.358 2 & 39.594 2 & 0.569 1 \\ 0.651 9 & 1.384 6 & 0.569 1 & 21.455 1 \end{bmatrix}$
$n_R=2$	$\begin{bmatrix} 35.048 3 & -1.179 6 & -0.830 4 & -1.219 5 \\ -1.179 6 & 34.970 6 & 0.781 8 & -0.383 0 \\ -0.830 4 & 0.781 8 & 34.518 2 & -0.804 7 \\ -1.219 5 & -0.383 0 & -0.804 7 & 34.913 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 36.756 2 & -1.216 8 & 2.544 8 & -2.393 2 \\ -1.216 8 & 35.760 4 & -4.548 1 & 5.325 9 \\ 2.544 8 & -4.548 1 & 33.625 9 & -1.023 7 \\ -2.393 2 & 5.325 9 & -1.023 7 & 34.409 9 \end{bmatrix}$

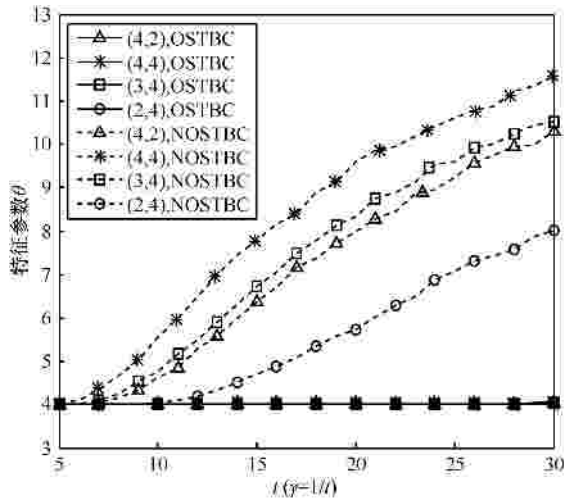


图 1 不同 γ 时特征参数 D 的变化

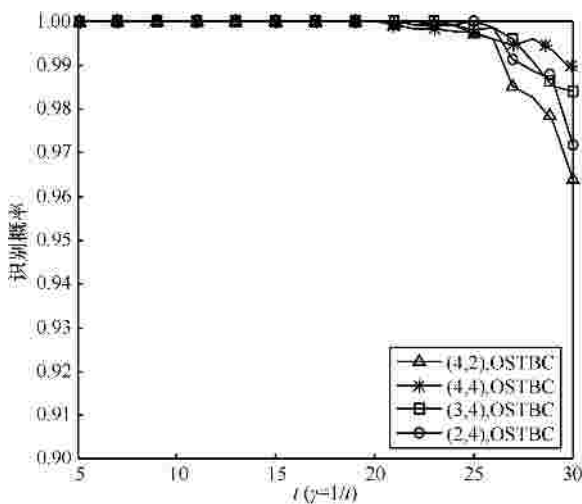


图 2 正交空时分组码正确识别概率与 γ 关系

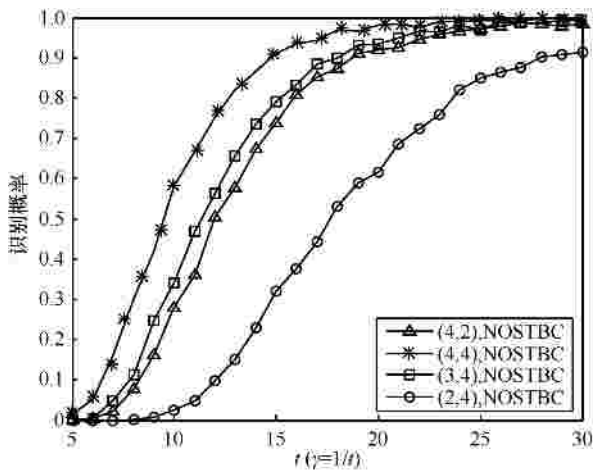


图 3 非正交空时分组码正确识别概率与 γ 关系

在不同信噪比、不同 (n_T, n_R) 下，正交空时分组码时取 $g_1 = \frac{1}{5}$ 、非正交空时分组码时取 $g_2 = \frac{1}{30}$ ，

1 500 次实验结果的特征参数 D 的平均值如图 4 所示。由图 4 可见，正交空时分组码的 $q = 4$ 保持不变；非正交空时分组码的 D 取值在 6~13 之间。正交空时分组码和非正交空时分组码的曲线没有交叉，区分性好。

由图 1~图 4 可见，收发天线中有一个减少，非正交空时分组码的特征参数 D 值就减小，正确识别概率就降低。不同信噪比、不同 (n_T, n_R) 下，特定 γ 时正交空时分组码的特征参数 D 和正确识别概率基本不变。

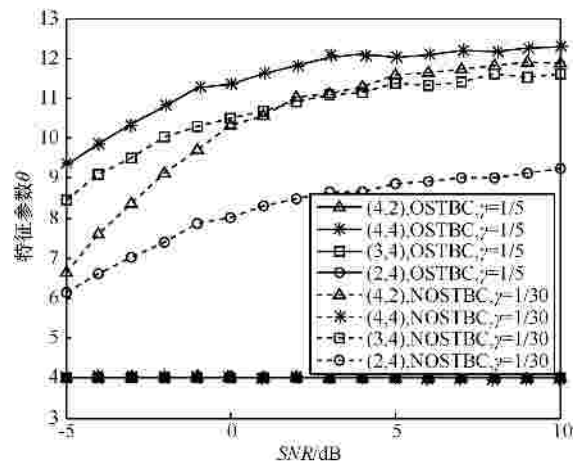


图 4 特定 γ 时特征参数 D 的变化

3) 非主对角元素分散度分析。不同信噪比、不同 (n_T, n_R) 时正交空时分组码和非正交空时分组码的特征参数 D 的 200 次仿真结果的平均值如图 5 所示。由图 5 可知，信噪比在 -5dB 和 10dB 之间时，非正交空时分组码的 D 大于正交空时分组码的 D ，两者基本不重叠；随着 SNR 变化，正交空时分组码的 D 值基本不变，而非正交空时分组码的 D 值略有变化；当接收天线数和发射天线数中任何一个值增大，非正交空时分组码的 D 值将增大，而正交空时分组码的 D 值增加很小。

4) 正确识别概率分析。根据上述仿真结果，取方差判决门限 $D_T = 0.8$ 。当 $D > D_T$ 时，取 $g = g_2 = \frac{1}{30}$ ；当 $D < D_T$ 时，取 $g = g_1 = \frac{1}{5}$ 。在不同信噪比、不同 (n_T, n_R) 下，本文所提出的 DS-ICA 法对正交空时分组码和非正交空时分组码的正确识别概率曲线和错误识别概率曲线如图 6 和图 7 所示，图中曲线是 1 500 次仿真的平均。

由图 6 可知，当 SNR = 6dB 时，DS-ICA 法对正交空时分组码的正确识别概率基本达到 100%，

不同收发天线数, DS-ICA 法对正交空时分组码的识别影响较小。由图 7 可知, 在收发天线数为 (3, 4)

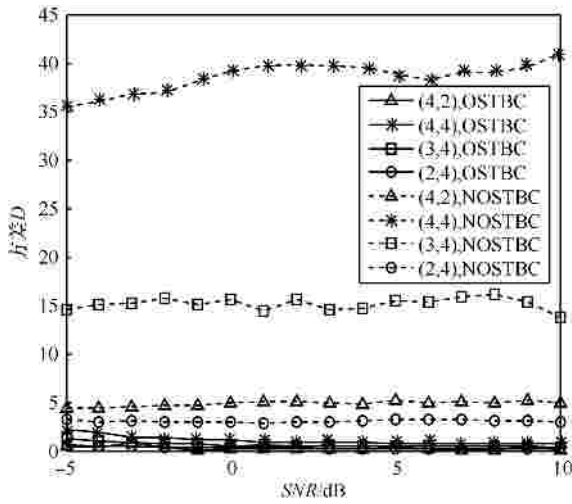
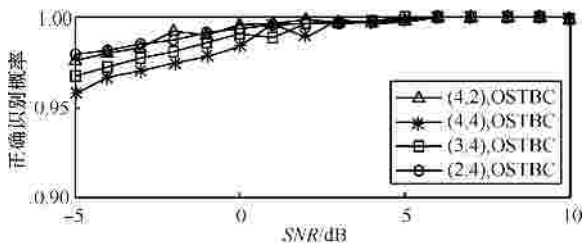
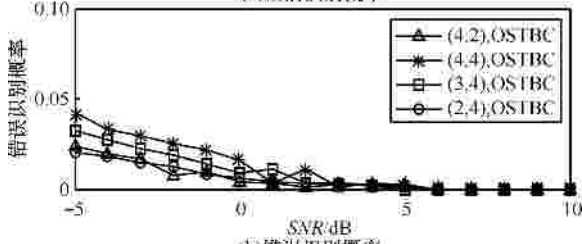


图 5 特征参数 D 的变化

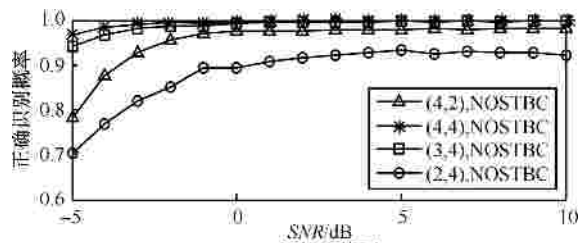


(a) 正识别概率

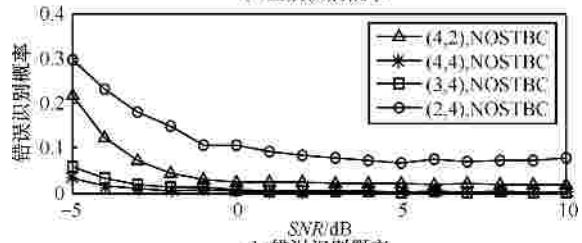


(b) 错误识别概率

图 6 正交空时分组码正确识别概率与错误识别概率



(a) 正识别概率



(b) 错误识别概率

图 7 非正交空时分组码正确识别概率与错误识别概率

和 (4, 4) 时, 当 $SNR = 3\text{dB}$ 时, DS-ICA 法对非正交空时分组码的正确识别概率达到 98% 以上; 当接收天线数和发射天线数中任何一个值增大, DS-ICA 法对非正交空时分组码的正确识别概率将增大; 当收发天线数为 (2, 4) 和 (4, 2) 时, 当信噪比大于 0dB 以后, 再增大信噪比, DS-ICA 法对非正交空时分组码的正确识别概率提高缓慢, 对非正交空时分组码的识别性能有待进一步提高。

为了说明本文方法的有效性, 与文献[4]方法进行性能比较。给定以下 2 种码^[4]: (n_T, n_R) 取值为

$$(2, 4) \text{ 时的正交空时分组码: } C_1(k) = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \text{ 和}$$

(n_T, n_R) 取值为 (3, 4) 时的正交空时分组码:

$$C_2(k) = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & s_2 & -s_3 \\ 0 & s_1 & s_3^* & s_2^* \\ -s_2^* & -s_3^* & s_1^* & 0 \end{bmatrix} \text{。不同信噪比下, 利用}$$

文献[4]的方法、本文提出的 D-ICA 法和 DS-ICA 法分别对上述 2 种正交空时分组码的正确识别概率曲线如图 8 所示, 图中曲线是 1500 次仿真的平均。

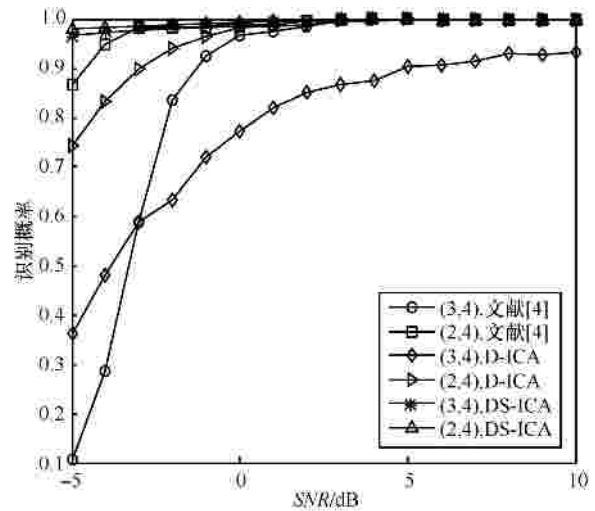


图 8 2 种正交空时分组码正确识别概率

由图 8 可知, (n_T, n_R) 值为 (2, 4), 当 $SNR > 2\text{dB}$ 时, 3 种方法的正交空时分组码正确识别概率都基本达到 100%; 当 $SNR = 2\text{dB}$ 时, DS-ICA 法最好, 文献[4]方法次之, D-ICA 法最差。当 (n_T, n_R) 值为 (3, 4), DS-ICA 法最优; 低信噪比 ($SNR = -3\text{dB}$) 时, D-ICA 法对正交空时分组码的正确识别概率比文献[4]方法高; 当 $SNR > -3\text{dB}$ 时, 文献[4]方法对正交空时分组码的正确识别概率比 D-ICA 法高。

综上所述可得, 本文提出的 DS-ICA 法识别性

能最好，文献[4]方法次之，D-ICA 法最差。

5 结束语

本文利用正交空时分组码特性提出了一种正交空时分组码盲识别方法。首先利用 ICA 算法盲估计出虚拟信道矩阵，然后计算虚拟信道矩阵相关矩阵的 2 个特征参数：稀疏度和方差，最后利用门限进行判决。仿真结果表明：收发天线数对 DS-ICA 法的正交空时分组码识别影响较小，当 $SNR = 6\text{dB}$ 时，正交空时分组码的正确识别概率基本达到 100%；非正交空时分组码的识别性能与收发天线数有关，当收发天线数为 (3, 4) 和 (4, 4) 且 $SNR = 3\text{dB}$ 时，对非正交空时分组码的正确识别概率达到 98% 以上。利用本文所提出的 2 个特征参数可以有效地区别正交空时分组码和非正交空时分组码。本文仅讨论了实正交空时分组码，复正交空时分组码的盲识别有待进一步研究。

参考文献：

- [1] 王海泉, 陈颖, 赵知劲. 多天线系统中的空时码技术[M]. 北京: 科学出版社, 2011.
WANG H Q, CHEN Y, ZHAO Z J. Space-time Codes Technology for Multiple Antennas System[M]. Beijing: Science Press, 2011.
- [2] SHI M, BAR-NESS Y, SU W. STC and BLAST MIMO modulation recognition[A]. IEEE Global Telecommunications Conference[C]. Washington, DC, USA, 2007.3034-3039.
- [3] YOUNG M D, HEALTH R, EVANS B L. Using higher order cyclostationarity to identify space-time block codes[A]. IEEE Global Telecommunications Conference[C]. New Orleans, Louisiana, USA, 2008.3370-3374.
- [4] CHOQUEUSE V, YAO K, COLLIN L, *et al.* Hierarchical space-time block code recognition using correlation matrices[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2008, 7(9):3526-3534.
- [5] CHOQUEUSE V, YAO K, COLLIN L, *et al.* Blind recognition of linear space time block codes[A]. ICASSP'2008[C]. Las Vegas, Nevada, USA, 2008.2833-2836.
- [6] CHOQUEUSE V, YAO K, COLLIN L, *et al.* Blind recognition of linear space time block codes: a likelihood-based approach[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2010,58(3): 1290-1299.
- [7] LIU J, ISERTE A P, LANGNAS M A. Blind separation of OSTBC signals using ICA neural networks[A]. IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology[C]. Darmstadt, Germany, 2003.502-505.
- [8] JAFARKHANI H. Space Time Coding: Theory and Practice[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [9] HYVARINEN A, OJA E. Independent component analysis algorithms and application[J]. Neural Networks, 2000, 13(415): 411-430.
- [10] HYVARINEN A. Fast and robust fixed-point algorithms for independent component analysis[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 1999, 10(3): 626-634.

作者简介：



赵知劲 (1959-), 女, 浙江宁波人, 博士, 杭州电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、自适应信号处理、认知无线电等。



陈林 (1987-), 男, 浙江台州人, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为 MIMO 通信等。



王海泉 (1964-), 男, 浙江金华人, 杭州电子科技大学研究员, 主要研究方向为多天线系统及空时码的设计与应用。



沈雷 (1979-), 男, 浙江舟山人, 博士, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为认知无线电和信号盲分离。