

空时分组码参数分析

李 浩, 彭 华, 于沛东

(解放军信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450001)

摘 要: 在协议未知的条件下仅根据接收信号分析得到空时码的参数是 MIMO 系统盲接收中的重要技术. 基于此应用背景对空时分组码的编码模型和接收信号模型进行研究, 发现接收信号协方差矩阵的秩与空时分组码参数之间的关系, 并由此利用随机矩阵理论的中噪声子空间最大特征值的概率分布求出信号协方差矩阵的秩, 进而估得空时码参数. 仿真结果表明, 算法在未知码集的条件下不仅能够估计出空时分组码的码参数, 还能够确定空时分组码的码块起点.

关键词: 空时分组码; 多输入多输出; 码参数分析; 随机矩阵理论

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)07-1559-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.07.003

Parameter Analysis of Space-Time Block Code

LI Hao, PENG Hua, YU Pei-dong

(School of Information Systems Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China)

Abstract: When the protocol of the communication system is unknown, the analysis of space-time block code parameter is a key research issue for blind receive of Multiple Input Multiple Output signals. Under the circumstance, the model of space-time block code and the receiving signal model are discussed. The relationship between the rank of covariance matrix of receiving signals and the code parameter is revealed. Making use of the distribution of maximum eigenvalue of noise subspace in random matrix theory, the rank of covariance matrix could be exactly estimated, and then the code parameter could be obtained. Simulation results show that the proposed algorithm could not only estimate the space-time block code parameter, but also recognize the first symbol of the code under the condition of unknown code set.

Key words: space-time block code; multiple input multiple output; code parameter analysis; random matrix theory

1 引言

空时编码是 MIMO 系统中的关键技术, 它主要是通过发射端对待发送数据进行编码, 将原始数据分为多个子数据流或多个副本通过不同的天线发送, 在时域或空域增加信号的冗余, 从而使信号在接收端获得分集增益、编码增益, 实现信号高速率传输的目的, 但同时也给认知无线电或信号截获等特殊应用背景带来了新的挑战. 空时分组码具有编译码复杂度低、易于实现的优点, 在 MIMO 系统中得到了广泛应用^[1,2]. 鉴于空时分组码在 MIMO 系统中的重要地位, 要实现对 MIMO 信号的盲接收需要澄清系统中所应用的空时码类型, 因此对空时分组码的分析识别具有重要的研究价值.

现有文献大都对空时码盲识别问题进行研究, 即

在未知信道参数的条件下, 对接收到的 MIMO 信号进行处理, 从编码集合中识别出信号所使用的空时码类型. 最早的文献出现于 2007 年, 文献[3,4]仅能区分特定某些空时编码方案, 应用局限性较大. 直到 2008 年 Vincent 等人^[5-7]提出了较为实用的空时码盲识别算法, 适用于任何信号调制方式, 且无需知道信道系数参数, 简便易行. 其中, 文献[7]对现有的各种空时分组码识别算法进行了总结和对比, 提出了一种基于最大似然理论的空时分组码识别方法, 虽然该方法需要已知调制方式、信道信息和噪声方差, 实用价值不高, 但作为一种最优的估计方法具有较大的理论指导价值. 另外该文还提出了一种对码参数 (Code Parameter, CP) 识别的方法, 虽然该方法无法区分参数相同、编码矩阵不同的情况, 但该方法计算复杂度低、信噪比性能好的优势使其

具有较好的应用价值. 随后, 文献[8~10]等对空时编码的二阶循环平稳特性和高阶累积量特性进行了分析, 文献[11, 12]还分析了空时编码的 MIMO-OFDM 系统在不同接收天线间的信号互相关特性, 从而识别空时码类型.

国内对空时分组码盲识别研究的文献^[13, 14]最早见于 2012 年, 用于区分正交空时码与非正交空时码. 2013 年赵知劲、谢少萍等人^[15, 16]对正交空时分组码的累积量进行了分析, 提出用四阶累积量区分不同正交空时分组码的码型, 缺点在于要预先估计信道矩阵, 且算法对参数相同、码型不同的空时码区分度较小. 文献[17]则针对单天线接收多天线发送信号的特殊场合提出了用接收信号不同排列方式自相关函数的不同工作指数 (Performance Index) 为特征, 并用 SVM 作为分类器较好的识别了不同的空时分组码.

当前发表文献中对空时分组码的盲识别研究都局限于闭集识别, 即给定一个码集合, 根据接收信号判断此时 MIMO 系统应用的是集合 C 中的哪种码型. 但在信号截获等特殊应用背景中面对未知协议往往无法得到编码集合, 仅能根据接收信号来澄清空时编码的码参数, 本文将这种应用称为空时分组码参数分析.

2 信号模型

首先考虑一般的线性空时分组码的信号模型, 定义 $\mathbf{s}_k = [s_{kN_A}, \dots, s_{(k+1)N_A-1}]$ 为第 k 个待编码的复信号矢量, N_A 表示空时分组码每个时刻输入的复符号个数, s_{kN_A} 表示第 kN_A 个调制后的复信号, 通常为 PSK、QAM 信号; 经空时分组码编码后, 第 k 个空时码块 $C(\mathbf{s}_k)$ 被分为 L_A 个时刻发送, 其维数为 $N_t \times L_A$ 表示为:

$$C(\mathbf{s}_k) = [A_0 \tilde{\mathbf{s}}_k, \dots, A_u \tilde{\mathbf{s}}_k, \dots, A_{L_A-1} \tilde{\mathbf{s}}_k] \quad (1)$$

其中 $\tilde{\mathbf{s}}_k = [\text{Re}(\mathbf{s}_k), \text{Im}(\mathbf{s}_k)]^T$ 是 $2N_A \times 1$ 的矢量, $\text{Re}(\cdot)$ 和 $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示取实部和虚部, A_u 是大小为 $N_t \times 2N_A$ 的编码矩阵, 一个 $C(\mathbf{s}_k)$ 码块需要 N_A 个输入符号、分 L_A 个时刻经 N_t 个天线发送, 记具有这样参数的空时分组码为 $\text{STBC}(N_t, N_A, L_A)$. 需要说明的是这种记法只能区分空时分组码的 3 个参数, 而具有相同编码参数、不同编码矩阵仍可产生不同的空时码型, 本文算法致力于估计空时分组码的参数, 不对编码矩阵进行分析, 因而选取这种简便的标记方法.

举例说明上述编码方式, 例如空间复用编码 STBC ($N_t, N_t, 1$) 直接将原始数据流分到 N_t 个天线发送, 即:

$$C(\mathbf{s}_k) = [s_{kN_t}, \dots, s_{(k+1)N_t-1}]^T \quad (2)$$

其编码矩阵为 $A_0 = [I_{N_t}, iI_{N_t}]$.

最常用的 Alamouti 码 STBC(2, 2, 2), 每个时刻对两个复符号进行编码, 编码后经过两个发送天线经两个时刻发送:

$$C(\mathbf{s}_0) = \begin{bmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

其编码矩阵有:

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & i & 0 \\ 0 & 1 & 0 & i \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & i \\ 1 & 0 & -i & 0 \end{bmatrix}$$

文献[7]给出了上述空时编码模型, 且该模型对于所有空时分组码都是成立的, 对应式(1)可以看出模型将待发送的复信号的实部和虚部变换为一个实数向量进行描述, 编码矩阵 A_u 左半部分元素为实数, 右半部分元素为虚数, 才能使编码后的符号为复符号. 为方便第 3 节的叙述, 记 A_u^{\Re} 和 A_u^{\Im} 分别为编码矩阵 A_u 的实部和虚部, 即 $A_u = [A_u^{\Re}, iA_u^{\Im}]$.

考虑接收端的接收信号模型, 假设信号精确同步 (包括载波同步和定时同步, 可利用相关的盲同步算法实现), 接收到的第 k 个码块:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}\mathbf{C}(\mathbf{s}_k) + \mathbf{V}_k, k=0, 1, \dots \quad (4)$$

其中 $\mathbf{Y}_k = [\mathbf{y}_{kL_A}, \dots, \mathbf{y}_{(k+1)L_A-1}]$, \mathbf{y}_{kL_A+u} 表示 N_r 个接收天线在第 kL_A+u 个时刻接收到的 N_r 维信号矢量, \mathbf{H} 是维数为 $N_r \times N_t$ 的信道矩阵, \mathbf{V}_k 是加性高斯白噪声矩阵, 记 $\mathbf{V}_k = [\mathbf{v}_{kL_A}, \dots, \mathbf{v}_{(k+1)L_A-1}]$.

3 空时码参数分析算法

根据式(4)给出的接收信号模型可得第 kL_A+u 个时刻接收到的符号向量为:

$$\mathbf{y}_{kL_A+u} = \mathbf{H}\mathbf{A}_u \tilde{\mathbf{s}}_k + \mathbf{v}_{kL_A+u}, \quad u=0, 1, \dots, L_A-1, k=0, 1, \dots \quad (5)$$

将接收信号实部和虚部组成一个大小为 $2N_r \times 1$ 的实数列向量:

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{y}_{kL_A+u}) \\ \text{Im}(\mathbf{y}_{kL_A+u}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{H}) & -\text{Im}(\mathbf{H}) \\ \text{Im}(\mathbf{H}) & \text{Re}(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{A}_u \tilde{\mathbf{s}}_k) \\ \text{Im}(\mathbf{A}_u \tilde{\mathbf{s}}_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{v}_{kL_A+u}) \\ \text{Im}(\mathbf{v}_{kL_A+u}) \end{bmatrix}, \quad u=0, 1, \dots, L_A-1, k=0, 1, \dots \quad (6)$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{H}) & -\text{Im}(\mathbf{H}) \\ \text{Im}(\mathbf{H}) & \text{Re}(\mathbf{H}) \end{bmatrix},$$

记:

$$\tilde{\mathbf{A}}_u = \begin{bmatrix} A_u^{\Re} & 0_{N_t \times N_t} \\ 0_{N_t \times N_t} & A_u^{\Im} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{A}_u) \\ \text{Im}(\mathbf{A}_u) \end{bmatrix}$$

其中 $0_{N_t \times N_t}$ 表示大小为 $N_t \times N_t$ 的 0 矩阵, 则有:

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{y}_{kL_A+u}) \\ \text{Im}(\mathbf{y}_{kL_A+u}) \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{A}}_u \tilde{\mathbf{s}}_k + \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{v}_{kL_A+u}) \\ \text{Im}(\mathbf{v}_{kL_A+u}) \end{bmatrix}, \quad u=0, 1, \dots, L_A-1, k=0, 1, \dots \quad (7)$$

将第 $kn+u$ ($u=0, 1, \dots, n-1$) 个时刻接收到的 N_r 个符号的实部和虚部组成上式所示 $2N_r \times 1$ 的列向量, 将连续 n 个这样的列向量依次排列组成一个 $2N_r n \times 1$ 的列向量, 记为 $\tilde{\mathbf{y}}_{kn+u}^n$ 如下. 特别地, 当 $u=0, n=L_A$ 时, 即

此刻接收信号为空时码块起点,连续 L_A 接收符号向量 \mathbf{y}_{kl_A+u} 组成第 k 个接收码块 \mathbf{Y}_k ,按如上方法排列记为 $\tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A}$,同样对应加性噪声也组成一个 $2N_r L_A \times 1$ 的列向量,记为 $\tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A}$,同时记 $\tilde{\mathbf{A}}$ 如下:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{kn+u}^n = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{y}_{kn+u}) \\ \text{Im}(\mathbf{y}_{kn+u}) \\ \vdots \\ \text{Re}(\mathbf{y}_{(k+1)n+u-1}) \\ \text{Im}(\mathbf{y}_{(k+1)n+u-1}) \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A} = \text{vec} \left\{ \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{Y}_k) \\ \text{Im}(\mathbf{Y}_k) \end{bmatrix} \right\},$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A} = \text{vec} \left\{ \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{V}_k) \\ \text{Im}(\mathbf{V}_k) \end{bmatrix} \right\}, \tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}_0 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{A}}_{L_A-1} \end{bmatrix}$$

$$\text{则有: } \tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A} = (\mathbf{I}_{L_A} \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{s}}_k + \tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A} \quad (8)$$

其中 \otimes 表示 Kronecker 积. 根据信号子空间理论,接收信号 $\tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A}$ 的总体协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A} = E \{ \tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A} (\tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A})^H \} \quad (9)$$

将式(8)带入上式,由于信号与噪声相互独立,则有:

$$\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A} = (\mathbf{I}_{L_A} \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{A}} E \{ \tilde{\mathbf{s}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k^H \} \tilde{\mathbf{A}}^H (\mathbf{I}_{L_A} \otimes \tilde{\mathbf{H}})^H + E \{ \tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A} (\tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A})^H \} \quad (10)$$

其中 $(*)^H$ 表示共轭转置. 由于 $\tilde{\mathbf{A}}$ 的 $2N_A$ 列线性无关 (即列满秩),因此矩阵 $(\mathbf{I}_{L_A} \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{A}}$ 能够满足列满秩的条件,又因为 $E \{ \tilde{\mathbf{s}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k^H \} = \frac{\sigma_s^2}{2} \mathbf{I}_{2N_A}$ (σ_s^2 表示每根天线发送信号 s_k 的功率),所以 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的秩为 $2N_A$,那么对 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 作特征值分解可得 $2N_r L_A$ 个特征值. 对总体协方差矩阵的估计可以用时间平均代替统计平均,由此得到接收信号 $\tilde{\mathbf{y}}_k$ 的样本协方差矩阵:

$$\hat{\mathbf{R}}_{kl_A}^{L_A} = \frac{1}{N_b} \sum_{k=0}^{N_b-1} \tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A} (\tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{L_A})^H \quad (11)$$

其中 N_b 表示接收到的码块个数. 当 $N_b \rightarrow \infty$ 时,样本特征值以概率一趋于总体特征值^[18],定义 l_m 表示样本特征值,则有 $l_1 > \dots > l_{2N_A+1} \approx \dots \approx l_{2N_r L_A} \approx \sigma_v^2/2$ (σ_v^2 表示每根接收天线上复高斯噪声的功率),即 $\hat{\mathbf{R}}_{kl_A}^{L_A}$ 的秩为 $2N_A$. 同理,若将接收到的 jL_A (j 为正整数) 个符号组成一个 $2jN_r L_A \times 1$ 的列向量 $\tilde{\mathbf{y}}_{kl_A}^{jL_A}$,则此时 $\hat{\mathbf{R}}_{kl_A}^{jL_A}$ 的秩等于 $2jN_A$,不同空时分组码 $\hat{\mathbf{R}}_{kl_A}^{jL_A}$ 的秩的计算结果如表 1 所示:

表 1 不同空时分组码样本协方差矩阵的秩

j	1	2	3	4	5
SM	4	8	12	16	20
STBC(3,3,4)	6	12	18	24	30

当接收到的数据空时分组码参数未知,且无法判断空时分组码起点时,对接收信号的连续 n 个符号向量的实部和虚部组成一个大小为 $2N_r n \times 1$ 的列向量 $\tilde{\mathbf{y}}_{kn+u}^n$,其样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 为:

$$\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n = \frac{1}{N_b} \sum_{k=0}^{N_b-1} \tilde{\mathbf{y}}_{kn+u}^n (\tilde{\mathbf{y}}_{kn+u}^n)^H, u=0,1,\dots,L_A-1 \quad (12)$$

其中 $N_b^n = \lfloor N_{\text{sym}}/n \rfloor$ 表示以 n 个符号组成列向量 $\tilde{\mathbf{y}}_{kn+u}^n$ 的个数, N_{sym} 表示每根天线接收到的符号数. 记 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的秩为 m_u^n ,则由上述分析可知,仅当 $u=0, n=jL_A$ 时,有 $m_u^n = 2jN_A$,以附录中 STBC(3,3,4) 为例,计算 m_u^n 可得表 2,其中加粗字体表示 $m_u^n = 2jN_A$.

表 2 STBC(3,3,4) 的样本协方差矩阵的秩

$n \backslash$ 起点 u	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	6	9	14	6	20	21	27	12	34	29	39	18
1	6	10	14	10	20	20	28	16	34	30	38	22
2	6	9	12	12	20	21	28	18	33	30	38	24
3	6	10	14	10	20	20	28	16	34	30	40	22
4	6	9	14	6	20	21	27	12	34	29	39	18
5	6	10	14	10	20	20	28	16	34	30	38	22

表 2 给出了不同空时码的接收信号在码块起点未知的条件下,选取不同 n 计算 m_u^n 得到的结果,观察当 $n = L_A, 2L_A, 3L_A \dots$ 时 m_u^n 的规律,只有在第 0 行和第 4 行对应的 $m_u^n = 6, 12, 18$ 有倍数关系 (表 2 中加粗数值),由于码块长度为 4 故每隔 4 个时刻就会出现码块起点,所以 $m_u^n = 6, 12, 18$ 这种倍数关系每隔 4 行出现一次. 若存在最小的 \bar{n}, \bar{u} 满足 $m_{\bar{u}}^{2\bar{n}} = 2m_{\bar{u}}^{\bar{n}}$,则可认为此时恰好取到空时码块的起点 ($\bar{u}=0$),即该空时码的参数 $L_A = \bar{n}$, $N_A = m_{\bar{u}}^{\bar{n}}/2$.

在白噪声条件下对样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的秩的估计可以利用随机矩阵理论 (Random Matrix Theory, RMT) 的相关结论,该算法相比其他几种一致估计的方法拥有最佳的估计性能. 样本协方差矩阵符合参数为观测维数 $2N_r n$ 和观测长度 N_b^n 的 Wishart 矩阵的分布特点,定义 $l_{m_u^n+1}$ 为噪声样本协方差矩阵的最大特征值,当观测参数 $2N_r n, N_b^n \rightarrow \infty$,且有 $2N_r n/N_b^n \rightarrow c \geq 0$ 时 (c 为常数), $l_{m_u^n+1}$ 的分布收敛于 Tracy-Widom 分布:

$$P \left\{ \frac{l_{m_u^n+1}/\sigma_v^2 - \mu_{N_b^n, 2N_r n - m_u^n}}{\xi_{N_b^n, 2N_r n - m_u^n}} < z \right\} \rightarrow F_{TW\beta}(z) \quad (13)$$

其中对于实信号有 $\beta=1$,此时 $F_{TW1}(z)$ 表示第一类 Tracy-Widom 分布;对于复信号有 $\beta=2$,此时 $F_{TW2}(z)$ 表示第二类 Tracy-Widom 分布; $\mu_{N_b^n, 2N_r n - m_u^n}$ 和 $\xi_{N_b^n, 2N_r n - m_u^n}$ 则是观测参数 N_b^n 和 $2N_r n - m_u^n$ 的函数,详见文献[18],本文不再赘述;而 σ_v^2 表示噪声方差,可由噪声估计相关算法估得. 根据此分布特点做假设检验,可以得到样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的秩的估计值 \hat{m}_u^n :

$$\hat{m}_u^n = \arg \min_m \{ m | l_m < \hat{\sigma}_v^2(m) (\mu_{N_b^n, 2N_r n - m}) \}$$

$$+ z(\alpha) \xi_{N_r^*, 2N_r n - m} \} - 1 \quad (14)$$

其中 α 表示误警概率, 阈值 $z(\alpha)$ 需要在给定 α 的条件下通过计算 Tracy-Widom 分布的逆函数得到.

结合样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的秩与时分分组码参数的关系以及 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的秩的估计算法, 总结空时码参数分析算法步骤如下:

Step1 从接收信号第 $kn+u$ 个接收时刻开始, 将连续 n 个符号组成向量 $\tilde{\mathbf{y}}_{kn+u}^n$, 并根据式 (14) 计算 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的秩 m_u^n , 改变 u 和 n 得到由 m_u^n 组成的矩阵 \mathbf{M}_u^n .

Step2 搜索矩阵 \mathbf{M}_u^n 找到最小的 \bar{n}, \bar{u} 满足 $m_u^{2\bar{n}} = 2m_u^{\bar{n}}$, 且第 $\bar{u} + \bar{n}$ 行仍满足 $m_{\bar{u}+\bar{n}}^{2\bar{n}} = 2m_{\bar{u}+\bar{n}}^{\bar{n}}$, 则此时对应的码块起点为 \bar{u} , 参数 $L_A = \bar{n}, N_A = m_{\bar{u}}^{\bar{n}}/2$.

4 计算复杂度分析

本文算法的计算量根据算法步骤主要集中在两个方面: 样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的计算和 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的特征值分解, 而 RMT 算法估计 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的秩和搜索处理大都是一些逻辑运算和少量的乘法、加法运算, 由于 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 为实矩阵, 因此算法计算复杂度以实数乘法为分析对象.

计算一次样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 需 $2N_r n \times N_b^n = 2N_r N_{sym}$ 次实数乘法, 设 n 的最大值为 n_{\max} , 起点选取的最大值为 u_{\max} , 因此计算 $n_{\max} u_{\max}$ 个 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 共需计算 $2N_r N_{sym} n_{\max} u_{\max}$ 次实数乘法. 另外, 同时为了保证 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 的计算能够使噪声子空间满秩需使 $N_b^n \geq 2N_r n$, 对于 n_{\max} 有:

$$N_{sym} = N_b^{n_{\max}} \times n_{\max} \geq 2N_r n_{\max} \times n_{\max} \quad (15)$$

则至少需计算 $4u_{\max} N_r^2 n_{\max}^3$ 次实数乘法. 对 $\hat{\mathbf{R}}_{kn+u}^n$ 特征值分解的计算复杂度是 $O((2N_r n)^3)$, 则对不同的 $n (n=1, \dots, n_{\max})$ 有计算复杂度:

$$O((2N_r)^3 + (2N_r \times 2)^3 + \dots + (2N_r \times n_{\max})^3) \quad (16)$$

$$= O(2N_r^3 (n_{\max}^2 + n_{\max})^2) \approx 2O(N_r^3 n_{\max}^4)$$

而需对 u_{\max} 个不同起点计算, 计算复杂度为 $2u_{\max} O(N_r^3 n_{\max}^4)$.

由上述分析可知影响算法计算复杂度的几个参数有 n_{\max}, u_{\max} 和 N_r , 并与 n_{\max} 和 N_r 成指数关系, 进一步由算法步骤 2 的搜索过程可知需满足以下条件:

$$n_{\max} \geq 2L_A, u_{\max} > L_A \quad (17)$$

取上式中的下限则可得算法计算复杂度不低于 $32 \{ O(N_r^2 L_A^4) + O(N_r^3 L_A^5) \}$.

通常来说由于 MIMO 系统的发送天线数 N_t 不会太大, N_r 的取值仅需大于 N_t 即可, 所以算法计算复杂度主要取决于待分析空时分组码的码块长度.

5 算法性能分析

算法的估计性能取决于总体协方差矩阵 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的秩的正确估计概率, 易知 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的秩为 $2N_A$, 其具有对角线的

形式:

$$\mathbf{W} \mathbf{R}_{kl_A}^{L_A} \mathbf{W}^H = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{2N_A}, 0, \dots, 0) + \frac{\sigma_v^2}{2} \mathbf{I}_{2N_{L_A}} \quad (18)$$

文献[18]指出当 $2N_r L_A, N_b \rightarrow \infty$ 且 $2N_r L_A/N_b \rightarrow C$ 时, 只有信号子空间最小特征值满足

$$\lambda_{2N_A} > 2 \times \frac{\sigma_v^2}{2} \sqrt{z(\alpha) \frac{2N_r L_A}{N_b}} = \sigma_v^2 \sqrt{z(\alpha) \frac{2N_r L_A}{N_b}} \quad (19)$$

则对 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的秩的估计概率实现渐进一致. 下面对 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的特征值进行分析, 将 $E\{\tilde{\mathbf{s}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k^H\} = \frac{\sigma_s^2}{2} \mathbf{I}_{2N_A}$ 代入式 (10) 可得:

$$\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A} = \frac{\sigma_s^2}{2} (\mathbf{I}_{L_A} \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{A}}^H (\mathbf{I}_{L_A} \otimes \tilde{\mathbf{H}})^H + E\{\tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A} (\tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A})^H\} \quad (20)$$

由上式可以看出, 信号子空间特征值与信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 和编码矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}$ 有关, 并与信号功率 σ_s^2 成正比, 下面以空间复用码为例进一步分析. 设复信道矩阵 \mathbf{H} 的协方差矩阵的秩为 N_t , 非零特征值为 $\rho_1, \dots, \rho_{N_t}$, 可以证明 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的协方差矩阵的秩为 $2N_t$, 且其非零特征值为 $\rho_1, \rho_1, \dots, \rho_{N_t}, \rho_{N_t}$ (证明见附录 1), 空间复用码的编码矩阵有 $L_A = 1, \tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{I}_{2N_t}$, 则:

$$\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A} = \frac{\sigma_s^2}{2} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H + E\{\tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A} (\tilde{\mathbf{v}}_{kl_A}^{L_A})^H\} \quad (21)$$

其对角线的形式可写为:

$$\mathbf{W} \mathbf{R}_{kl_A}^{L_A} \mathbf{W}^H = \frac{\sigma_s^2}{2} \text{diag}(\rho_1, \rho_1, \dots, \rho_{N_t}, \rho_{N_t}, 0, \dots, 0) + \frac{\sigma_v^2}{2} \mathbf{I}_{2N_t} \quad (22)$$

通常可以认为平坦衰落的复随机信道矩阵 \mathbf{H} 各元素的幅度 A 服从参数为 b 的瑞利分布, 相位 θ 服从均匀分布 $f(\theta) = 1/2\pi, \theta \in [-\pi, \pi]$, 并可根据文献[19]给出的随机矩阵最小特征值的特性证明协方差矩阵 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的最小特征值 ρ_{N_t} 有如下分布:

$$P\left\{\frac{\rho_{N_t}/2b^2 - (N_t^{1/2} - N_r^{1/2})^2}{(N_t^{1/2} - N_r^{1/2})(N_t^{1/2} - N_r^{1/2})^{1/3}} < z\right\} \rightarrow F_{TW2}(z) \quad (23)$$

其中 $F_{TW2}(z)$ 表示第 2 类 Tracy-Widom 分布. 对比式 (18) 和式 (22) 可知样本协方差矩阵 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的信号子空间最小特征值 $\lambda_{2N_A} = \rho_{N_t} \sigma_s^2/2$, 当该最小特征值大于式 (19) 给出的检测门限时 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的秩能够渐进一致估计, 因此 $\mathbf{R}_{kl_A}^{L_A}$ 的秩正确估计概率近似等于 λ_{2N_A} 满足式 (19) 的概率, 由式 (23) 的概率分布可得:

$$P_c = P\left\{\rho_{N_t} \frac{\sigma_s^2}{2} > \sigma_v^2 \sqrt{z(\alpha) \frac{2N_r}{N_b}}\right\}$$

$$= P\left\{\frac{\rho_{N_t}/2b^2 - (N_t^{1/2} - N_r^{1/2})^2}{(N_t^{1/2} - N_r^{1/2})(N_t^{1/2} - N_r^{1/2})^{1/3}} > z(\alpha)\right\}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\frac{2\sigma_v^2}{\sigma_s^2} \sqrt{z(\alpha) \frac{2N_r}{N_b}} \left| 2b^2 - (N_t^{1/2} - N_r^{1/2})^2 \right|}{(N_t^{1/2} - N_r^{1/2}) (N_t^{-1/2} - N_r^{-1/2})^{1/3}} \Bigg\} \\
& = 1 - F_{TW2} \left(\frac{\frac{2\sigma_v^2}{\sigma_s^2} \sqrt{z(\alpha) \frac{2N_r}{N_b}} \left| 2b^2 - (N_t^{1/2} - N_r^{1/2})^2 \right|}{(N_t^{1/2} - N_r^{1/2}) (N_t^{-1/2} - N_r^{-1/2})^{1/3}} \right) \quad (24)
\end{aligned}$$

由上述分析可知 $\mathbf{R}_{kl_i}^{L_i}$ 的秩的正确估计概率除了与时空码参数有关外,还取决于信噪比、接收天线数以及估计样本协方差矩阵的数据量。此外,由于算法至少对四个 $\mathbf{R}_{kl_i}^{L_i}$ 的秩进行搜索比对,因而时空码参数分析算法的正确概率 $P \approx P_c^4$ 。另外,式(19)是 RMT 算法给出的能够满足渐进一致估计的最小检测门限,在实际中接收天线数、接收数据量都难以满足趋于无穷的条件,因此上述正确概率是算法的理论限,在实际条件下难以达到。下面给出采用空间复用码(STBC(2,2,1))计算得到的理论限和算法仿真结果(信噪比与复随机信道的参数选取与说明见下一节),图1给出了信噪比为 0dB 时,在 $N_r = 4$ 和 $N_r = 5$ 条件下算法正确估计概率随数据量变化的情况;图2给出了码元个数为 256 时,在 $N_r = 4$ 和 $N_r = 5$ 条件下算法正确估计概率随信噪比变化的情况。可以看出算法仿真结果与计算所得的理论限十分接近,且仿真性能随信噪比、码元个数和天线数的增加逐渐逼近渐进一致估计的极限。

需要说明的是,上述分析以空间复用码为例进行分析,若对其他类型空时分组码进行分析可以用类似的思路,结论稍有不同,这是因为 $\mathbf{R}_{kl_i}^{L_i}$ 的信号子空间最小特征值复与随机信道矩阵 \mathbf{H} 的协方差矩阵 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的特征值关系不同,例如用 Alamouti 码则 $(\mathbf{I}_{L_i} \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{A}}^H (\mathbf{I}_{L_i} \otimes \tilde{\mathbf{H}})^H$ 的每个特征值相等,并等于 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的特征值之和。

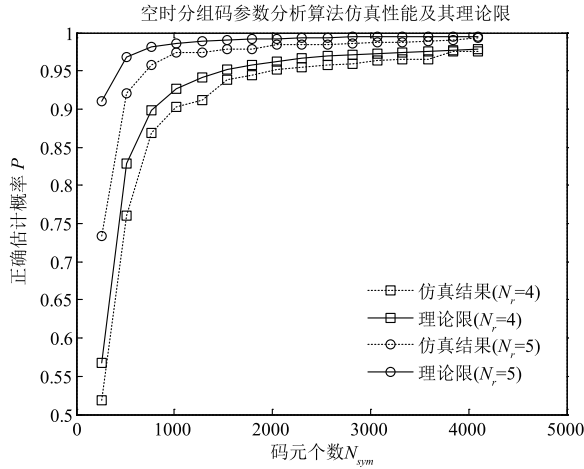


图1 算法仿真性能与理论限随码元个数变化对比

6 仿真分析

为了验证上述算法的性能给出四组仿真实验,实验

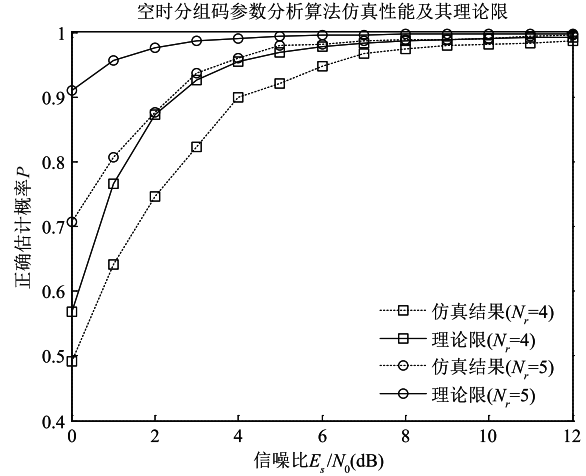


图2 算法仿真性能与理论限随信噪比变化对比

条件如下:(1)待分析码型:给出四种参数不同的空时分组码作为待分析码型,分别为空间复用码(Spatial Multiplexing)、Alamouti 码、STBC(3,3,4)和 STBC(3,4,8),具体码型见附录 2,每次蒙特卡洛仿真中发送信号的码型随机选取。(2)信噪比:定义信噪比 $E_s/N_0 = 10 \log_{10}(\sigma_s^2/\sigma_v^2)$ 作为对比算法性能的标准,其中 σ_s^2 表示发送信号功率,假如没有特殊说明则发送信号是调制方式为 QPSK 的复信号, σ_v^2 表示加性高斯白噪声的方差。(3)复随机信道:每次蒙特卡洛仿真中 MIMO 信道矩阵系数的随机产生,各元素的幅度 A 为服从参数 b 为 $\sqrt{2}/2$ 的瑞利分布,相位 θ 服从均匀分布 $f(\theta) = 1/2\pi, \theta \in [-\pi, \pi)$ 。

第一组实验给出空时分组码参数分析算法在不同数据量和不同接收天线数条件下的性能:试验中信噪比为 0dB,接收天线数分别为 4 和 5 时,不同接收码元个数条件下都进行 1000 次蒙特卡洛仿真。图3给出了该组实验的仿真结果,图中纵轴表示参数估计正确的概率,横轴表示接收码元个数,由结果可以看出在相同的条件下空时分组码参数估计正确率随数据量的增多和接收天线数的增加而提升。另外,由式(15)和(17)可知对 STBC(3,4,8) 分析所需最小数据量 $N_{\text{sym}} \geq 2N_r \times 2L_A \times 2L_A = 2048$,从仿真结果可以看出,当数据量少于 2048 时正确估计概率迅速下降,而在满足所需最小数据量时算法性能随数据量增加而提升。

第二组实验给出空时分组码参数分析算法在不同信噪比和不同接收天线数条件下的性能。由于实验待分析码型随机选取,因此对数据量的选取不应小于对 STBC(3,4,8) 分析所需的最小数据量,因而试验中每个接收天线接收到 2048 个码元,两条仿真曲线的接收天线数分别为 4 和 5,在不同信噪比条件下进行 1000 次蒙特卡洛仿真。图4给出了该组实验的仿真结果,图中纵轴表示参数正确估计的概率,横轴表示信噪比,可以看出在算法性能随信噪比和天线数的增加而提升。

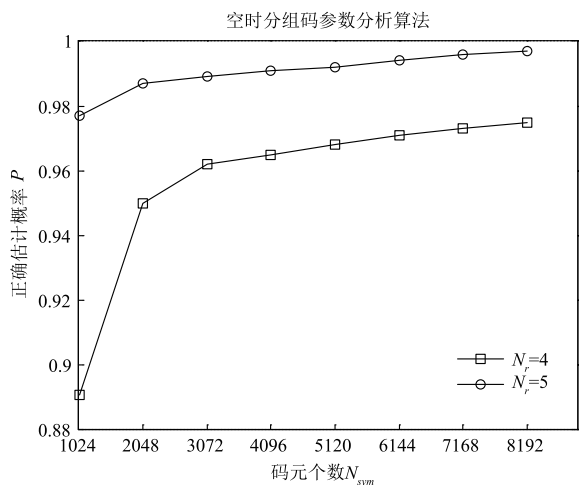


图3 算法随码元个数变化仿真图

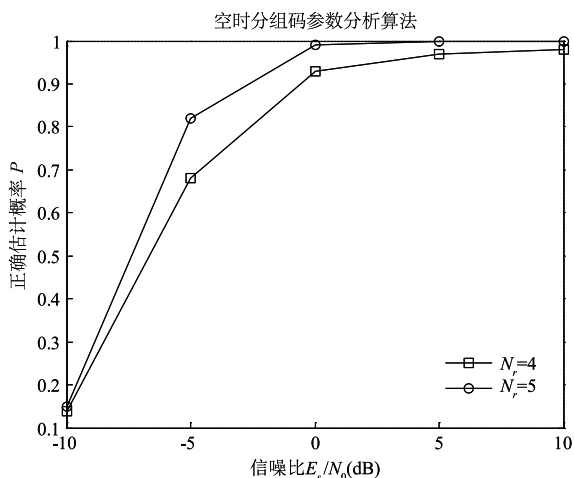


图4 算法随信噪比变化仿真图

受发射端和接收端天线的拓扑结构、天线间距、发射信号的离开角与角度扩展、接收信号的到达角与角度扩展以及角度功率谱等因素的影响,在 MIMO 通信系统中发送天线或接收天线之间一般存在相关性,因此本文在实验二的基础上为进一步考察 MIMO 信道对算法的影响给出了第三组实验. 实验选用文献[20]中的空域相关 Kronecker 模型进行实验,尽管该模型不能精确描述真实的 MIMO 系统空域相关的关系,但它能够为我们研究空域相关的影响提供一种简单明晰的方法. 仿真中接收码元个数为 2048,接收天线数为 5,在不同信噪比条件下进行 1000 次蒙特卡洛仿真,分别给出 MIMO 信道具有发送相关(复相关系数 $|\rho_r|=0.5$)和接收相关(复相关系数 $|\rho_r|=0.5$)时算法的性能仿真. 仿真结果如图 5 所示,空域相关性会降低算法性能,并且发送相关带来的性能下降更为明显,这是由于空域相关会破坏空时分组码编码矩阵各列的无关性,使信号子空间最小的特征值变小,从而导致对秩的估计错误

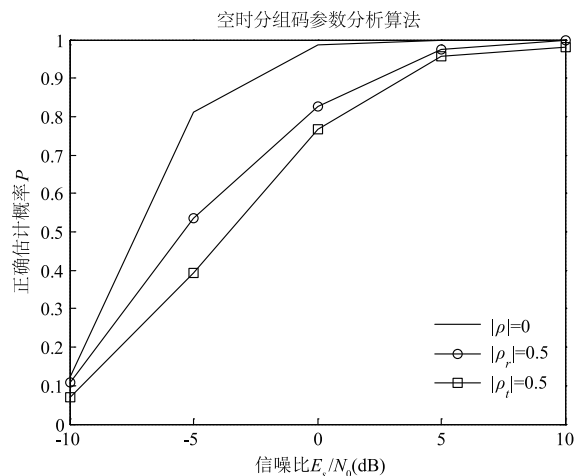


图5 信道相关性对算法影响仿真图

并使性能下降. 从仿真结果可以看出,虽然算法性能在空域相关的条件下信噪比性能有所下降,但仍具有较好的适用性.

最后为验证算法的鲁棒性,本文还给出了第四组实验,在实验二的基础上以接收天线数等于 5 为例对比不同调制方式对算法的影响,分别给出了调制方式为 QPSK 和 16QAM 时算法的性能曲线,结果如图 6 所示,由实验结果可以看出空时码参数分析算法对不同调制方式具有较好的鲁棒性.

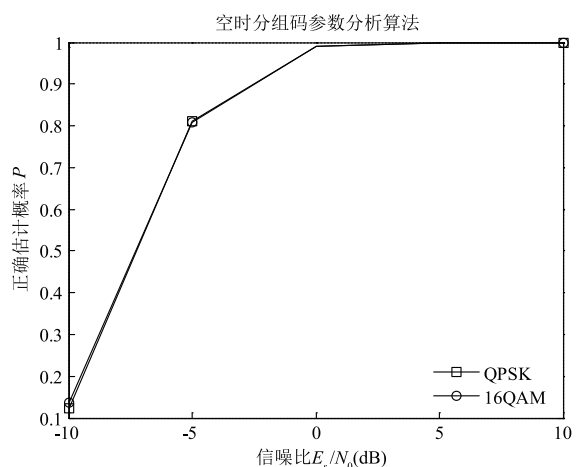


图6 不同调制方式对算法影响仿真图

7 总结

本文针对空时分组码参数分析问题进行了研究,根据空时分组码编码的 MIMO 接收信号模型进行分析,得到了接收信号样本协方差矩阵的秩与空时分组码参数的关系,依据该关系估计空时分组码的参数、识别码块起点,并且给出了算法计算复杂度分析. 本文算法最大的优势在于能够解决编码集合未知条件下空时分组码参数估计的问题,是当前文献中空时分组码识别算

法所无法完成的,这使得所提算法在信号截获等特殊应用场合更具有实用价值. 最后仿真结果表明算法能够解决未知信道(包括空域相关信道)、未知码集条件下空时分组码参数分析的问题,且算法对不同调制方式具有较好的鲁棒性. 但本文所提算法没能对相同参数的空时码型进行分析,一种可行的思路是在去除信道影响后利用盲源分离的相关理论可以估计出编码矩阵,但如何在信道信息未知的条件下实现对编码矩阵的盲估计将是极具挑战性和实际意义的工作.

附录

附录 1

因为 $\tilde{\mathbf{H}}$ 是实矩阵,所以有:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H &= \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^T \\ &= \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{H}) & -\operatorname{Im}(\mathbf{H}) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{H}) & \operatorname{Re}(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{H})^T & \operatorname{Im}(\mathbf{H})^T \\ -\operatorname{Im}(\mathbf{H})^T & \operatorname{Re}(\mathbf{H})^T \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{H})\operatorname{Re}(\mathbf{H})^T + \operatorname{Im}(\mathbf{H})\operatorname{Im}(\mathbf{H})^T & \operatorname{Re}(\mathbf{H})\operatorname{Im}(\mathbf{H})^T - \operatorname{Im}(\mathbf{H})\operatorname{Re}(\mathbf{H})^T \\ \operatorname{Im}(\mathbf{H})\operatorname{Re}(\mathbf{H})^T - \operatorname{Re}(\mathbf{H})\operatorname{Im}(\mathbf{H})^T & \operatorname{Re}(\mathbf{H})\operatorname{Re}(\mathbf{H})^T + \operatorname{Im}(\mathbf{H})\operatorname{Im}(\mathbf{H})^T \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) & -\operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) & \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \end{bmatrix}\end{aligned}$$

根据特征值的定义,令 ρ 表示 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的一个特征值, \mathbf{x} 表示对应的特征向量,则:

$$\begin{aligned}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\mathbf{x} &= \rho\mathbf{x} \\ \Rightarrow [\operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) + i\operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)] [\operatorname{Re}(\mathbf{x}) + i\operatorname{Im}(\mathbf{x})] \\ &= \rho [\operatorname{Re}(\mathbf{x}) + i\operatorname{Im}(\mathbf{x})] \\ \Rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Re}(\mathbf{x}) - \operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Im}(\mathbf{x}) = \rho\operatorname{Re}(\mathbf{x}) \\ \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Im}(\mathbf{x}) + \operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Re}(\mathbf{x}) = \rho\operatorname{Im}(\mathbf{x}) \end{cases}\end{aligned}$$

构造向量 $\tilde{\mathbf{x}}_1 = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{x}) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$, 则:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\tilde{\mathbf{x}}_1 &= \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) & -\operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) & \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{x}) \\ \operatorname{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Re}(\mathbf{x}) - \operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Im}(\mathbf{x}) \\ \operatorname{Re}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Im}(\mathbf{x}) + \operatorname{Im}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)\operatorname{Re}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \rho\operatorname{Re}(\mathbf{x}) \\ \rho\operatorname{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \rho\tilde{\mathbf{x}}_1\end{aligned}$$

令 $\tilde{\mathbf{x}}_2 = \begin{bmatrix} -\operatorname{Im}(\mathbf{x}) \\ \operatorname{Re}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$, 同理可证 $\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\tilde{\mathbf{x}}_2 = \rho\tilde{\mathbf{x}}_2$, 易得 $\tilde{\mathbf{x}}_1$ 和 $\tilde{\mathbf{x}}_2$ 正交, 因此 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的特征值 ρ , 对应 $\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H$ 有两个相同的特征值 ρ , 得证 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的非零特征值为 $\rho_1, \dots, \rho_{N_t}$ 时, $\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H$ 的非零特征值为 $\rho_1, \rho_1, \dots, \rho_{N_t}, \rho_{N_t}$.

附录 2

空间复用 (SM) 码 STBC (2, 2, 1): $(C(S_k))^T = (s_1 \ \cdots \ s_{N_t})$

$$\text{Alamouti 码 STBC}(2, 2, 2): (C(S_k))^T = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$$

$$\text{STBC}(3, 3, 4): (C(S_k))^T = \begin{pmatrix} s_1 & 0 & -s_2^* \\ 0 & s_1 & -s_3 \\ s_2 & s_3^* & s_1^* \\ -s_3 & s_2^* & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{STBC}(3, 4, 8): (C(S_k))^T = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{pmatrix}$$

参考文献

- [1] Jankiraman, Mohinder. Space-time codes and MIMO systems[M]. London: Artech House, 2004.
- [2] Claude Oestges, Bruno Clerckx. MIMO Wireless Communications: From Real-world Propagation to Space time Code Design[M]. Singapore: Elsevier, 2007.
- [3] Miao Shi, Yeheskel Bar-Ness, Wei Su. STC and BLAST MIMO modulation recognition[A]. Proceedings of IEEE GLOBECOM[C]. Washington, DC: IEEE, 2007. 3034 - 3039.
- [4] Marcus R DeYoung, Robert W Heath Jr, Brian L Evans. Using higher order cyclostationarity to identify space-time block codes[A]. Proceedings of IEEE GLOBECOM[C]. New Orleans, LO: IEEE, 2008. 1 - 5.
- [5] Vincent Choqueuse, Koffi Yao, Ludovic Collin, Gilles Burel. Blind recognition of linear space time block codes[A]. Proceedings of ICASSP[C]. Las Vegas, NV: IEEE, 2008. 2833 - 2836.
- [6] Vincent Choqueuse, Koffi Yao, Ludovic Collin, Gilles Burel. Hierarchical space-time block code recognition using correlation matrices[J]. IEEE Transactions on wireless communications, 2008, 7(9): 3526 - 3534.
- [7] Vincent Choqueuse, Mélanie Marazin, Koffi Yao, Ludovic Collin, Gilles Burel. Blind recognition of linear space-time block codes: a likelihood-based approach[J]. IEEE Transactions on signal processing, 2010, 58(3): 1290 - 1299.
- [8] Mohamed Marey, Octavia Dobre, Robert Inkol. Cyclostationarity-based blind classification of STBCs for cognitive radio systems[A]. Proceedings of IEEE ICC[C]. Ottawa, ON: IEEE, 2012. 1715 - 1720.
- [9] Yahia A Eldemerdash, Mohamed Marey, Octavia A Dobre,

- et al. Fourth-order statistics for blind classification of spatial multiplexing and alamouti space-time block code signals [J]. IEEE Transactions on communications, 2013, 61(6): 2420 – 2431.
- [10] Merve Turan, Mengüç Öner, Hakan Ali Çrpan. Space-time block code classification for MIMO signals [A]. Proceedings of IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference [C]. Trabzon: IEEE, 2014. 2039 – 2042.
- [11] Yahia A Eldemerdash, Mohamed Marey. Octavia A dobre-blind identification of SM and alamouti STBC-OFDM signals [J]. IEEE Transactions on wireless communications, 2015, 14(2): 3526 – 3534.
- [12] Mohamed Marey, Octavia Dobre, Robert Inkol. Blind STBC identification for multiple-antenna OFDM systems [J]. IEEE Transactions on communications, 2014, 62(5): 1554 – 1567.
- [13] 赵知劲, 陈林, 王海泉, 沈雷. 基于独立分量分析的实正交空时分组码盲识别 [J]. 通信学报, 2012, 33(11): 1 – 7.
ZHAO Zhi-jin, CHEN Lin, WANG Hai-quan, SHEN Lei. Blind recognition of real orthogonal STBC based on independent component analysis [J]. Journal on Communications, 2012, 33(11): 1 – 7. (in Chinese)
- [14] 赵知劲, 陈林, 沈雷, 王海泉. 一种正交空时分组码盲识别方法 [J]. 压电与声光, 2012, 34(1): 143 – 147.
ZHAO Zhi-jin, CHEN Lin, SHEN Lei, WANG Hai-quan. A method for blind recognition of orthogonal space-time block coding (OSTBC) [J]. Piezoelectronics & Acousto-optics, 2012, 34(1): 143 – 147. (in Chinese)
- [15] 赵知劲, 谢少萍, 王海泉. OSTBC 信号累积量的特征分析 [J]. 电路与系统学报, 2013, 18(1): 150 – 155.
ZHAO Zhi-jin, XIE Shao-ping, WANG Hai-quan. The characteristic analysis of cumulants of the OSTBC signals [J]. Journal of Circuits and Systems, 2013, 18(1): 150 – 155. (in Chinese)
- [16] 谢少萍. 基于高阶累积量的空时码识别方法 [D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2013.
- [17] Guobing Qian, Liping Li, Minggang Luo, et al. Blind recognition of space-time block code in MISO system [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2013, 2013(1): 164.
- [18] Shira Kritchman, Boaz Nadler. Non-parametric detection of the number of signals: hypothesis testing and random matrix theory [J]. IEEE transactions on signal processing, 2009, 57(10): 3930 – 3941.
- [19] Ohad N Feldheim, Sasha Sodin. A universality result for the smallest eigenvalues of certain sample covariance matrices [J]. Geometric and Functional Analysis, 2010, 20(1): 88 – 123.
- [20] Hassan K, Nsiala Nzéza C, Gautier R, et al. Blind detection of the number of transmitting antennas for spatially-correlated MIMO systems [A]. Proceedings of International Conference on ITS Telecommunications [C]. St. Petersburg, Russia: IEEE, 2011. 458 – 462.

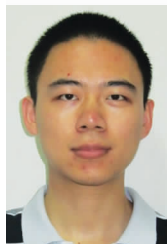
作者简介



李 浩 (通信作者) 男, 1986 年 12 月出生, 河北衡水人. 2009 年和 2012 年在解放军信息工程大学分获工学学士、工学硕士学位. 现为解放军信息工程大学信息与通信工程专业博士研究生, 主要研究方向通信信号处理、盲信号处理. E-mail: leo. lihao@163. com



彭 华 男, 1973 年 8 月出生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理, 软件无线电.



于沛东 男, 1989 年 1 月出生, 湖南慈利人, 2010 年本科毕业于清华大学电子工程系, 现为解放军信息工程大学在读硕士研究生, 研究方向为信道编码及其识别分析.