

# 准正交空时组码系统的天线选择准则研究\*

陈 强

(集美大学信息工程学院 厦门 361021)

**摘 要:** 论文利用准正交空时码(QSTBC)系统的等效信道矩阵的准正交性和格拉姆矩阵的稀疏性,提出了一种简单分离QSTBC系统接收信号的方法;应用协方差阵求解分离信号噪声项的平均功率(自方差),对4天线的Jafarkhani码和TBH码的QSTBC码阵系统,分别推导出QSTBC-MIMO瞬时输出信噪比最新表达式。该法也可推广到任意4和8发射天线码的QSTBC系统和不等振幅复星座调制信号中。文中利用此瞬时输出信噪比作为系统发射天线子集的选择准则和收发两端天线子集选择的依据。大量仿真结果表明:无论采用何种QSTBC码型,准正交系统性能都将得到相当的改善;采用此最优选择准则所选择的天线组,其性能较之于选择信道增益系数最大和基于迫零准则要好很多。

**关键词:** 准正交空时分组码; 天线选择; 选择准则; 瞬时信噪比

**中图分类号:** TN911    **文献标识码:** A    **国家标准学科分类代码:** 510.5015

## Investigation of antenna selection criteria in QSTBC system

Chen Qiang

(Information Technology College, Jimei University, Xiamen 361021, China)

**Abstract:** Using the quasi-orthogonality of equivalent channel matrix of orthogonal space-time block code (QSTBC) and the sparseness of Grammian matrix, this paper proposes an easy method of decoupling received signals for the resulting system. Employing covariance matrix to solve the auto-variances of the resulting decoupled signals, we derive a latest expression of instantaneous output signal-to-noise ratio (SNR) for any type of 4 Tx antenna QSTBC-MIMO systems with Jafarkhani and TBH codes. The conclusion can be generalized to any QSTBC matrixes for 4Tx and 8Tx systems and unequal-ACCSs. Maximizing the instantaneous output SNR (IO-SNR) is used as the antenna selection criteria on QSTBC systems and optimal transmitting and/or receiving antenna subsets can be selected. Simulation results show that no matter what types of QSTBC are chosen, the system performance is improved largely. The bit error performance of the selected antenna subset based on the proposed selection criteria is the best compared with those using maximum IO-SNR criteria, maximum channel gain factor and zero forcing (ZF) rule.

**Key words:** quas-orthogonal space-time block code; antenna selection; selection criteria; instantaneous signal-noise-ratio

## 1 引 言

多输入多输出系统(MIMO)利用多天线的空间自由度和空间复用能极大地提高移动通信系统的可靠性和极大地提高通信系统的数据传输速率<sup>[1,2]</sup>。正交空时分组

码(STBC)<sup>[3]</sup>结构简单,接收信号仅需简单的线性处理,而且译码简易,在信道容量和系统性能两方面有较好折衷特性,已被包括第三移动通信系统的其他通信系统标准所采纳。已经证明,对于复线性处理的正交设计在发射天线数大于2时不能同时达到全发射分集全编码速率<sup>[3]</sup>。为了使空时分组码在较多天线的情况下也能获得

收稿日期: 2009-08    Received Date: 2009-08

\* 基金项目: 福建省自然科学基金(2009JD1292)、福建省教育厅(JA08142, JB07133)资助项目

较高的速率,Jafarkhani 等人提出了准正交空时分组码(QSTBC)的概念,所构成的准正交空时分组码具有部分正交的特性,在保证达到一定误比特率的前提下可以实现全速率传输。准正交将传输矩阵划分几块分别处理,是以牺牲一定的分集增益(即准正交性)来获得满传输速率。为提升 QSTBC 系统的性能,可采用天线选择技术(AS)<sup>[5]</sup>,它利用天线成本远低于 RF 链路成本的事实,通过选择最佳天线子集工作,具有低复杂度、低成本和能保留多天线的优点。论文将就天线选择的 QSTBC 系统误码率性能进行分析研究。

目前,QSTBC 系统方向热点大多停留在构造新的 QSTBC 码阵以及简化译码算法研究上<sup>[6,9]</sup>,而融合天线选择技术的 QSTBC 系统的文献还较少<sup>[10-14]</sup>。其中 BAD-IC 等人在此领域研究具有开拓性,他们提出了一类扩展的 Alamouti 编码方案的 QSTBC 码型,并从迫零(ZF)、最小均方误差(MMSE)和最大似然(ML)三种准则对该类 QSTBC 性能进行研究,具有相当的理论深度。其中 ZF 法是重点的分析和研究对象,该准则译码简单,天线选择准则速度快,性能有一损失,是一种次最优选择算法。在文献[13]中,作者对 BADIC 工作中的 4 根和 8 根发射天线的 QSTBC 系统有关选择性天线和码组内容进行归纳和总结,论文中的选择有两重含义:一是发射天线选择,它采用 STBC 的天线选择策略,即首先选择  $|h_{(i)}|^2$  最大的 4 根或 8 根天线;二是在 MIMO 系统信道统计特性(或增益因子)不变的条件下,利用 ZF 准则,选择一组能使系统的瞬时比特误码率(BER)最小的 QSTBC 码型,使用  $|h_{(i)}|^2$  最大的天线组进行编码。文献[14]中作者针对 4Tx-1Rx 的 MISO 系统提出了一种基于系统接收机瞬时输出信噪比最大的天线选择准则,并对两典型 Jafarkhani 码(简称 Jaf 码)和 TBH 码的 QSTBC 系统性能进行仿真。这些文献的仿真结果均表明:有天线选择的系统性能得到了明显的改善。

基于空时分组码的 MC-CDMA 成为下一代移动通信系统可能性很大的选择方案之一<sup>[15]</sup>。Alamouti 编码方案已被 3GPP 的 WCDMA 和 CDMA2000 标准采用。论文将把文献[14]的研究内容拓展到任意多发射( $N_T$ )和多接收( $M_R$ )的 QSTBC 系统(QSTBC-MIMO)的天线选择研究。并以  $N_T$  根发射选择 4 和  $M_R$  根接收选择  $m_r$  的  $\{N_T, 4; M_R, m_r\}$  系统进行分析,充分利用发射端信号采用准正交编码这一属性和系统接收信号的等效信道传输矩阵  $H^0$  的准正交性。由  $H^0$  可知 Grammmian 矩阵  $G = (H^0)^H H^0$  是一种稀疏矩阵,利用  $G$  的稀疏特性,经过严密的数学推导,从理论上分离出所有接收到的发送信号。系统输出信噪比大小是决定系统性能的重要参量,同时,为了克服文献[14]在求解瞬时平均输出信噪比逐一求解和每一符号噪声方差的烦琐推导,论文引入了协方差

矩阵,通过求解分离信号的协方差矩阵,从而方便地得到每一个分离符号的自噪声方差大小。该法也可推广到任何 4 和 8 发射天线码的 QSTBC 系统和不等振幅复星座调制信号中。

## 2 QSTBC 系统信道模型与信号接收

考虑  $N_T$  根发射天线  $M_R$  根接收天线的 MIMO 系统,假设在  $t$  时刻,符号  $s_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_T$ , 同时从  $N_T$  根天线发送出去。假定信道模型为平坦瑞利衰落信道,即从  $i$  根发射天线到  $j$  根接收天线的信道增益因子  $h_{ij}(t)$  在一个完整的空时编码期间保持不变,但在不同的编码期间允许发生变化。假设复增益因子  $h_{ij}(t)$  是一个每维服从零均值和方差 0.5 的复高斯随机抽样。接收天线  $j$  在  $t$  时刻的接收信号为:

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^{N_T} h_{ij}(t) s_i(t) + n_j(t) \quad (1)$$

式中:噪声项  $n_j(t)$  服从零均值和方差为  $\sigma^2$  的复高斯随机抽样。

图 1 是一个  $N_T$  根发射选择 4 和  $M_R$  根接收选择  $m_r$  的  $\{N_T, 4; M_R, m_r\}$  的 QSTBC-MIMO 系统,其中的 QSTBC 码组采用两典型 Jaf 码和 TBH 码,式(2)和式(3)是它们码阵。

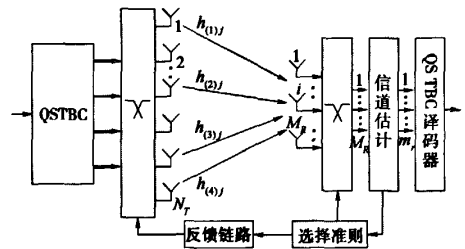


图 1 天线选择的准正交空时分组码系统模型

Fig.1 Channel model of QSTBC-MIMO systems with AS

$$S_{Jaf} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$S_{TBH} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ -s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

假设系统发射端已知信道状态信息(CSI),下面以发射端  $N_T$  选 4Tx 的 Jaf 码来推导带天线选择的 QSTBC-MIMO 系统的接收信号大小。为方便,四根所选天线用

下标序号(1)、(2)、(3)和(4)表示,它们对应到达接收天线 $j$ 的信道增益系数可表示为 $h_{(i)j}$ , $i \in [1,4]$ , $j \in [1, m_r]$ 。令时刻 $t$ 第 $j$ 根接收天线的接收信号为 $r_j(t)$ ,假设在接收端所有时间和频率是严格同步和准确校准的,由于编码期间信道是平坦的,应用式(1)知在连续四个时刻内第 $j$ 根天线所接收的Jaf码信号的基带形式为:

$$\begin{aligned} r_{j1} &= s_1 h_{(1)j} + s_2 h_{(2)j} + s_3 h_{(3)j} + s_4 h_{(4)j} + n_{j1} \\ r_{j2} &= -s_2^* h_{(1)j} + s_1^* h_{(2)j} - s_4^* h_{(3)j} + s_3^* h_{(4)j} + n_{j2} \\ r_{j3} &= -s_3^* h_{(1)j} - s_4^* h_{(2)j} + s_1^* h_{(3)j} + s_2^* h_{(4)j} + n_{j3} \\ r_{j4} &= s_4 h_{(1)j} - s_3 h_{(2)j} - s_2 h_{(3)j} + s_1 h_{(4)j} + n_{j4} \end{aligned} \quad (4)$$

为表达方便,定义向量:

$$r_j = [r_{j1}, r_{j2}, r_{j3}, r_{j4}]^T, \mathbf{n}_j = [n_{j1}, n_{j2}, n_{j3}, n_{j4}]^T$$

式中:“\*”表复共轭运算,“T”表向量或矩阵转置运算。这里, $n_j$ 是*i. i. d.*,其方差 $\text{var}[\mathbf{n}_j] = E[\mathbf{n}_j \mathbf{n}_j^H] = \sigma^2((i-j)I_4)$ 。这样,式(4)可写成矩阵形式,即:

$$r_j = \mathbf{H}_j^Q \mathbf{S} + \mathbf{n}_j \quad (5)$$

式中: $\mathbf{S} = [s_1, s_2, s_3, s_4]^T$ 是来自于发送端的等幅度复星座调制信号, $\mathbf{H}_j^Q$ 定义为第 $j$ 根接收天线的信道传输矩阵,它是一种准正交矩阵。

$$\mathbf{H}_j^Q = \begin{bmatrix} h_{(1)j} & h_{(2)j} & h_{(3)j} & h_{(4)j} \\ h_{(2)j}^* & -h_{(1)j}^* & h_{(4)j}^* & -h_{(3)j}^* \\ h_{(3)j}^* & h_{(4)j}^* & -h_{(1)j}^* & -h_{(2)j}^* \\ h_{(4)j} & -h_{(3)j} & -h_{(2)j} & h_{(1)j} \end{bmatrix} \quad (6)$$

### 3 QSTBC-MIMO 系统天线选择准则

#### 3.1 瞬时输出信噪比

对式(6)进行分块操作得:

$$\mathbf{H}_j^Q = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1j} & \mathbf{H}_{2j} \\ \mathbf{H}_{2j}^* & -\mathbf{H}_{1j}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{H}_{1j} = \begin{bmatrix} h_{(1)j} & h_{(2)j} \\ h_{(2)j}^* & -h_{(1)j}^* \end{bmatrix}$ 和 $\mathbf{H}_{2j} = \begin{bmatrix} h_{(3)j} & h_{(4)j} \\ h_{(4)j}^* & -h_{(3)j}^* \end{bmatrix}$ 。

即 $\mathbf{H}_j^Q$ 的Grammian矩阵 $\mathbf{G}_j = (\mathbf{H}_j^Q)^H \mathbf{H}_j^Q$ 为:

$$\mathbf{G}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1j}^H \mathbf{H}_{1j} + (\mathbf{H}_{2j}^*)^H \mathbf{H}_{2j}^* & \mathbf{H}_{1j}^H \mathbf{H}_{2j} - (\mathbf{H}_{2j}^*)^H \mathbf{H}_{1j}^* \\ \mathbf{H}_{2j}^H \mathbf{H}_{1j} - (\mathbf{H}_{1j}^*)^H \mathbf{H}_{2j}^* & (\mathbf{H}_{1j}^*)^H \mathbf{H}_{1j} + \mathbf{H}_{2j}^H \mathbf{H}_{2j} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中:上标“H”表矩阵的复共轭转置运算,显然 $\mathbf{G}_j$ 是一个稀疏矩阵。经运算可推得:

$$\mathbf{G}_j = \begin{bmatrix} B_j & 0 & 0 & A_j \\ 0 & B_j & -A_j & 0 \\ 0 & -A_j & B_j & 0 \\ A_j & 0 & 0 & B_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_j I_2 & A_j J_2 \\ -A_j J_2 & B_j I_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ , $J_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$ ,而

$$A_j = 2\text{Re}[h_{(1)j}^* h_{(4)j} - h_{(2)j}^* h_{(3)j}], B_j = \sum_{i=1}^4 |h_{(i)j}|^2 \quad (10)$$

式(5)两端左乘 $\mathbf{H}_j^Q$ 得 $\mathbf{H}_j^Q \mathbf{r}_j = \mathbf{G}_j \mathbf{S} + \mathbf{H}_j^Q \mathbf{n}_j$ 。定义新译码变量 $\mathbf{y}_j = [\mathbf{y}_{1j}, \mathbf{y}_{2j}, \mathbf{y}_{3j}, \mathbf{y}_{4j}]^T = \mathbf{G}_j^{-1} \mathbf{H}_j^Q \mathbf{r}_j$ ,即:

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{S} + \mathbf{G}_j^{-1} \mathbf{H}_j^Q \mathbf{n}_j = \mathbf{S} + \tilde{\mathbf{n}}_j \quad (11)$$

经推导求得 $\mathbf{G}_j$ 的逆矩阵为:

$$\mathbf{G}_j^{-1} = \frac{1}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} B_j I_2 & -A_j J_2 \\ A_j J_2 & B_j I_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

定义 $\tilde{\mathbf{n}}_j = [\tilde{n}_{1j}, \tilde{n}_{2j}, \tilde{n}_{3j}, \tilde{n}_{4j}]^T = \mathbf{G}_j^{-1} \mathbf{H}_j^Q \mathbf{n}_j$ ,其结果的推导以及协方差大小见附录A.1。

由附录式(A.1~2)知,直接推导式(11)的方差步骤很复杂。为此,应用附录式(A.1~3)求出协方差矩阵 $\text{cov}[\mathbf{y}_j]$ 的结果,其对角单元就是方差 $\text{var}[\mathbf{y}_j]$ ,即:

$$\text{var}[\mathbf{y}_j] = B_j^2 \sigma^2 / (B_j^2 - A_j^2) [1, 1, 1, 1]^T \quad (13)$$

假设接收机采用等增益合并技术(EGC)对选择的 $m_r$ 路接收信号进行合并,由式(11)得合并信号为:

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^{m_r} \mathbf{y}_j = m_r \mathbf{S} + \sum_{j=1}^{m_r} \tilde{\mathbf{n}}_j = m_r \mathbf{S} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (14)$$

由于信号向量 $\mathbf{S}$ 中四个发送符号是从复星座中随机抽取的,因此,接收分离的新译码向量 $\mathbf{y}$ 也是相互独立,且等概率出现的,故有系统总输出信噪比为:

$$\text{SNR} = (\text{SNR}_1 + \text{SNR}_2 + \text{SNR}_3 + \text{SNR}_4) / 4。$$

容易看出向量 $\mathbf{y}$ 的数学期望向量为: $E[\mathbf{y}] = m_r \mathbf{S} = m_r \sqrt{E_s} [1, 1, 1, 1]^T$ 。应用附录式(A.1~3),下面求其协方差矩阵 $\text{cov}[\mathbf{y}]$ :

$$\begin{aligned} \text{cov}(\mathbf{y}) &= E[(\mathbf{y} - E[\mathbf{y}])^2] = E[\tilde{\mathbf{n}} \tilde{\mathbf{n}}^H] = \\ &= \sum_{i=1}^{m_r} \sum_{j=1}^{m_r} \mathbf{G}_i^{-1} \mathbf{H}_i^Q \mathbf{H}_j^Q E[\mathbf{n}_i \mathbf{n}_j^H] \mathbf{H}_j^Q (\mathbf{G}_j^{-1})^H = \\ &= \sum_{i,j=1}^{m_r} \sigma^2 \delta(i-j) \mathbf{G}_i^{-1} \mathbf{H}_i^Q \mathbf{H}_j^Q (\mathbf{G}_j^{-1})^H = \\ &= \sum_{j=1}^{m_r} \sigma^2 \mathbf{G}_j^{-1} \mathbf{H}_j^Q \mathbf{H}_j^Q (\mathbf{G}_j^{-1})^H = \sigma^2 \sum_{j=1}^{m_r} (\mathbf{G}_j^{-1})^H \end{aligned} \quad (15)$$

所以,向量 $\mathbf{y}$ 的协方差和方差为:

$$\text{cov}(\mathbf{y}) = \sum_{j=1}^{m_r} \frac{\sigma^2}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} B_j I_2 & -A_j J_2 \\ A_j J_2 & B_j I_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

和

$$\text{var}(\mathbf{y}) = \sum_{j=1}^{m_r} \frac{\sigma^2 B_j}{B_j^2 - A_j^2} [1, 1, 1, 1]^T \quad (17)$$

故系统瞬时输出信噪比平均值为:

$$\text{SNR}_{\text{inst}} = \text{SNR}_1 = \frac{(E[\mathbf{y}_1])^2}{2\text{var}(\mathbf{y}_1)} = \frac{m_r^2 E_s}{N_0 \sum_{j=1}^{m_r} \frac{B_j}{B_j^2 - A_j^2}} \quad (18)$$

应用上面介绍方法,附录 A.2 给出 TBH 码的瞬时输出信噪比解析式。

### 3.2 天线选择准则

假设 QSTBC 系统采用等幅度的多进制移相键调制信号(MPSK),由于 MPSK 是一种等能量的复星座,设  $E_s$  是每符号能量,而  $m = \log_2 M$  是每符号比特数,即每比特能量  $E_b = E_s/m$ 。应用 AWGN 中比特误码率(BER)式可得此时系统瞬时的 BER 为<sup>[5]</sup>:

$$P_e(SNR_{inst}) = \frac{2}{m} Q \left( \sqrt{\frac{2mm_r^2\gamma_b}{\sum_{j=1}^m \frac{B_j}{B_j^2 - A_j^2}}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \quad (19)$$

以 QPSK 为例,将  $m=2$  和  $M=4$  代入上式可改为:

$$P_e^{QPSK}(\gamma_b | A_j, B_j) = Q \left( \sqrt{\frac{2m_r^2\gamma_b}{\sum_{j=1}^m \frac{B_j}{B_j^2 - A_j^2}}} \right) \quad (20)$$

式(20)表示在某一编码期间我们得到采用 QPSK 调制的系统瞬时 BER 大小,显然它是一个以  $A_j$  和  $B_j$  (见式(10)的定义)两随机变量为条件的瞬时随机量,将式(20)乘上  $A_j$  与  $B_j$  的联合概率密度函数(PDF)求积分,显然,推导  $A_j$  与  $B_j$  的联合 PDF 计算系统平均 BER 是有相当难度的,文中我们将采用计算机蒙特卡洛仿真来求解此平均 BER。由式(10)知,随机变量  $A_j$  与  $B_j$  是由所选天线子集的等效复信道增益系数  $h_{(ij)}$  来决定。为了使式(19)或式(20)的瞬时 BER 总是最小,所选的  $\{N_r, 4; M_R, m_r\}$  系统子集应保证  $SNR_{inst}$  总是最大。与 STBC 系统总是选择哪些使  $\sum |h_{(ij)}|^2$  最大准则相比, QSTBC 系统采用  $\max\{SNR_{inst}\}$  的天线选择准则较为复杂,原因在于信道传输矩阵  $H^Q$  的非正交性,相当在系统接收信号中产生一个非正交的干扰见式(21)。特殊地,当  $\sum A_j = 0$  时, QSTBC 系统就退化为 STBC 系统。因此,设计 QSTBC 码组和选择天线子集的目的是尽可能使  $\sum A_j$  小些,这就是所谓迫零准则。

### 4 仿真结果与讨论

在平坦的瑞利慢衰落信道中,假设其方差  $\sigma^2 = 0.5$ ,系统采用 QPSK 调制。图 2 到图 5 给出用计算机仿真的典型准正交空时编码的 Jaf 码或 TBH 码的  $\{N_r, 4; M_R, m_r\}$  天线选择系统误码率性能,而图 6 和图 7 给出用计算机仿真的 Jaf 码的  $\{N_r, 4; M_R, m_r\}$  天线选择系统信道容量特性。在单根接收天线的发射天线选择的  $\{5, 4; 1\}$  和  $\{6, 4; 1\}$  系统中,图 2 和图 3 分别在 3 种不同选择准则下两典型 QSTBC 码型 Jaf 码和 TBH 码误码性能曲线图,为便于比较,两曲线图也给出 QSTBC 的  $\{4; 1\}$  系统,无论是

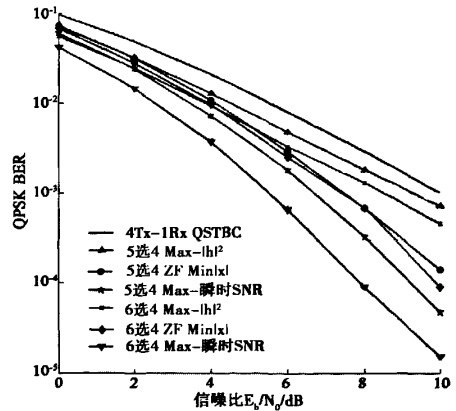


图 2 Jaf 码的  $\{5, 4; 1\}$  和  $\{6, 4; 1\}$  系统误码性能  
Fig. 2 Error performance curves of  $\{5, 4; 1\}$  and  $\{6, 4; 1\}$  for Jaf code

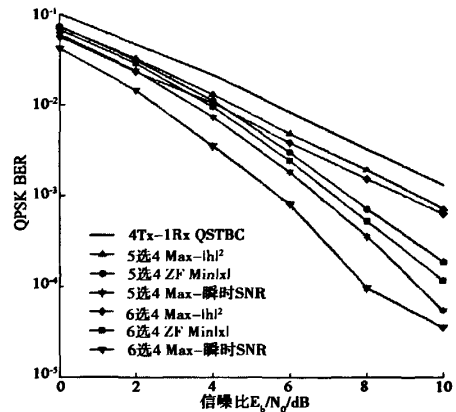


图 3 TBH 码的  $\{5, 4; 1\}$  和  $\{6, 4; 1\}$  系统误码性能  
Fig. 3 Error performance curves of  $\{5, 4; 1\}$  and  $\{6, 4; 1\}$  for TBH code

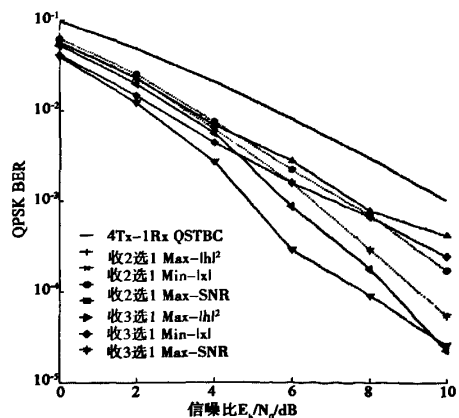


图 4 Jaf 码的  $\{4; 2, 1\}$  和  $\{4; 3, 1\}$  系统误码性能  
Fig. 4 Error performance curves of  $\{4; 2, 1\}$  and  $\{4; 3, 1\}$  for Jaf code

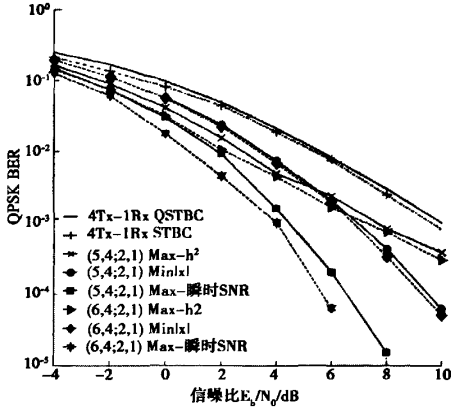


图5 Jaf 码的 {5,4;2,1} 和 {6,4;2,1} 系统误码性能  
Fig.5 Error performance curves of {5,4;2,1}  
and {6,4;2,1} for Jaf code

Jaf 码或 TBH 码,有天线选择系统的性能明显好转;而其中又以基于瞬时 SNR 最大的选择准则性能最好;在低信噪比时,  $\text{Max}\{\sum |h_{(i)}|^2\}$  和  $\text{Min}\{|A|\}$  两准则相差不明显,但在高信噪比时,  $\text{Min}\{|A|\}$  准则优于  $\text{Max}\{\sum |h_{(i)}|^2\}$  准则。发射天线固定下,图4绘出 Jaf 码的 {4;1}、{4;2,1} 和 {4;3,1} 系统随  $\gamma_b = E_b/N_0$  的变化 BER 性能曲线图,由图可知:接收天线选择的误码性能改善好于发射天线选择,这个结论对三准则均成立。在  $\text{BER} = 10^{-3}$  时,以性能最差的  $\text{Max}\{\sum |h_{(i)}|^2\}$  准则来比较,Jaf 码的 {6,4;1} 仅改善约 1.5 dB,而 Jaf 码的 {4;3,1} 系统则改善约 3 dB。同时考虑发射端和接收端天线选择,图5绘出 Jaf 码的 {5,4;2,1} 和 {6,4;2,1} 系统 BER 性能随  $\gamma_b = E_b/N_0$  的变化曲线图,与单边天线选择相比,系统的误码性能在3种选择准则下都得到不同程度改善,为了比较,图5也给出 {4;1} 的 STBC 系统 BER 曲线,与理论分析一样,QSTBC 系统较之于 STBC 系统有少量损失,如在  $\text{BER} = 10^{-3}$  时有不到 0.5 dB 损失,而采用天线选择技术后这种损失可以忽略不计。这种损失也可从数学上另以解释:将式(5)左乘  $(H^0)^H$  得新译码变量:

$$z_j = H_j^{0H} r_j = G_j S + H_j^{0H} n_j$$

将第j根天线  $G_j$  阵分成两项,所有信号合并得:

$$z = \sum_{j=1}^m z_j = \sum_{j=1}^m (B_j I_4 + A_j J_4 + H_j^{0H} n_j), \quad (21)$$

式中:  $I_4$  是  $4 \times 4$  单位阵,  $J_4$  是  $4 \times 4$  反对角阵,大小为:

$$J_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

式(21)右边一、三项与 STBC 系统一样,分别是四个被分离的发射符号和它们各自的噪声项;第二部分是一反对角阵,其大小决定于随机变量  $A_j$ ,它是由  $H_j^0$  的准正交性引起的。因此,在接收端对信号进行判决时,第二项是由  $A_j$  来决定,它与4个等效的信道增益因子大小  $|h_{(i)j}|$  有关,它出现在分离信号中,等效于干扰项,从而导致 QSTBC 系统性能低于 STBC 系统的性能。为了全面了解天线选择及其准则对 QSTBC 系统影响,图6和图7分别给出 Jaf 码的累积概率密度(CDF)随信道容量的变化曲线图及  $\{N_T, 4; M_R, 1\}$  系统信道容量随  $E_b/N_0$  的变化图。在  $\text{SNR} = 10$  dB 时,基于 SNR 最大的选择准则,图6的 CDF 随信道容量的变化曲线可以看出:采用天线选择后, CDF 曲线是向右移动,可选择天线数越多, CDF 曲线越往右移,如  $\text{CDF} = 0.1$  时, {6,4;2,1} 比 {4;1} 增加吞吐量约  $1.9 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ ,  $\text{CDF} = 0.5$  时,增加的信道容量约  $1.2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 。{5,4;1} 和 {4;2,1} 信道容量几乎一样,不管 SNR 多大,天线选择系统总是比无选择系统的信道容量得到很大改善,如  $\text{SNR} = 8$  dB, {6,4;2,1} 比 {4;1} 增加容量约  $2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ ;又如,当系统用户要求信道容量不低于  $2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ ,由图7可知; {6,4;2,1} 比 {4;1} 将节省约 3 dB。

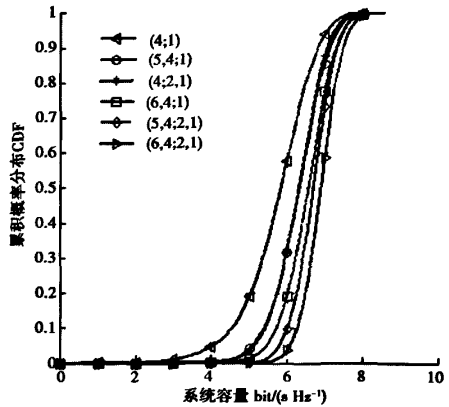


图6 Jaf 码的  $\{N_T, 4; M_R, 1\}$  系统信道容量的 CDF  
Fig.6 CDF curves of  $\{N_T, 4; M_R, 1\}$  system channel  
capacity for Jaf code

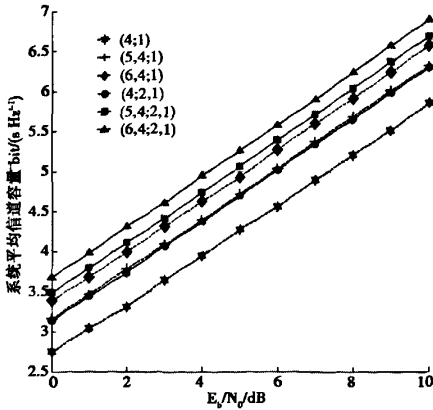


图7 Jaf 码的  $\{N_r, 4; M_R, 1\}$  系统信道容量随  $\gamma_b = E_b/N_0$  的变化

Fig.7 Channel capacity curves of  $\{N_r, 4; M_R, 1\}$  as  $\gamma_b = E_b/N_0$  for Jaf code

## 5 结 论

3G PPLTE 演进目标中就包括了为提高数据率和频谱利用率所需采用的多天线技术和自适应调制与编码技术。在多用户 MIMO 技术优势的驱动下,不少公司也逐渐将其推向市场。例如, AirgoNetworks、ArrayComm 和 Vivato 公司在 802.11 无线网络中发展了多天线技术。

与 STBC 系统相比,尽管在译码复杂度高些和性能有些损失外, QSTBC 系统仍不失为一种满速率的准正交和低复杂度和性能优越的空时码,是目前多天线空时码领域的研究热门课题。将天线选择技术与 QSTBC 相结合有可能同时满足满速率和高性能的要求,目前,将天线选择技术融入 QSTBC 系统的研究和报道文献还不多。论文利用 QSTBC 系统等信道矩阵的准正交性以及它的 Gramian 矩阵的稀疏性,提出了一种分离多天线系统接收信号的一般方法。假设接收信号的时间同步、频率已完全校准,并且接收端多路天线信号采用 EGC 合并,该法应用于天线选择的多发多收 QSTBC 系统对接收信号进行分离。采用求解协方差矩阵来简化计算系统分离信号的自方差,从而推导接收端匹配滤波器的瞬时输出信噪比。与采用简单  $\text{Max} \{ \sum |h_{(i)}|^2 \}$  的 STBC 天线选择准则和使  $\text{Min} \{ \sum A_j \}$  的迫零准则相比,利用文中新方法所推导的瞬时输出 SNR 表达式作为 QSTBC 系统的天线选择算法是一种最优的天线选择准则,该选择准则的复杂度低,仅需一些简单的算术运算。仿真结果表明:在相同天线数目配置情况下, QSTBC 系统性能仅比 STBC 系统差些,但它能满足满速率传输的需求,但将多天线选择技术引入 QSTBC 系统中,其性能将得到很大改进。因此, QSTBC 多天线系统在未来移动通信中具有广泛的应用价值。

附录 A.1:

$$\begin{aligned} G_j^{-1} H_j^{Q*} &= \frac{1}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} B_j I_2 & -A_j J_2 \\ A_j J_2 & B_j I_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} H_{1j}^H & H_{2j}^{*H} \\ H_{2j}^H & -H_{1j}^{*H} \end{bmatrix} = \\ \frac{1}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} B_j & 0 & 0 & -A_j \\ 0 & B_j & A_j & 0 \\ 0 & A_j & B_j & 0 \\ -A_j & 0 & 0 & B_j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_{(1)j}^* & h_{(2)j} & h_{(3)j} & h_{(4)j}^* \\ h_{(2)j}^* & -h_{(1)j} & h_{(4)j} & -h_{(3)j}^* \\ h_{(3)j}^* & h_{(4)j} & -h_{(1)j} & -h_{(2)j}^* \\ h_{(4)j}^* & -h_{(3)j} & -h_{(2)j} & h_{(1)j}^* \end{bmatrix} = \\ \frac{1}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} B_j h_{(1)j}^* - A_j h_{(4)j}^* & B_j h_{(2)j} + A_j h_{(3)j} & B_j h_{(3)j} + A_j h_{(2)j} & B_j h_{(4)j}^* - A_j h_{(1)j}^* \\ B_j h_{(2)j}^* + A_j h_{(3)j}^* & -B_j h_{(1)j} + A_j h_{(4)j} & B_j h_{(4)j} - A_j h_{(1)j} & B_j h_{(3)j}^* - A_j h_{(2)j}^* \\ A_j h_{(2)j}^* + B_j h_{(3)j}^* & -A_j h_{(1)j} + B_j h_{(4)j} & A_j h_{(4)j} - B_j h_{(1)j} & -A_j h_{(3)j}^* - B_j h_{(2)j}^* \\ -A_j h_{(1)j}^* + B_j h_{(4)j}^* & -A_j h_{(2)j} - B_j h_{(3)j} & -A_j h_{(3)j} - B_j h_{(2)j} & -A_j h_{(4)j}^* + B_j h_{(1)j}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.1-1})$$

$$\begin{aligned} \bar{n}_j &= G_j^{-1} H_j^{Q*} n_j = \\ \frac{1}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} (B_j h_{(1)j}^* - A_j h_{(4)j}^*) n_{1j} + (B_j h_{(2)j} + A_j h_{(3)j}) n_{2j}^* + (B_j h_{(3)j} + A_j h_{(2)j}) n_{3j}^* + (B_j h_{(4)j}^* - A_j h_{(1)j}^*) n_{4j} \\ (B_j h_{(2)j}^* + A_j h_{(3)j}^*) n_{1j} + (-B_j h_{(1)j} + A_j h_{(4)j}) n_{2j}^* + (B_j h_{(4)j} - A_j h_{(1)j}) n_{3j}^* + (B_j h_{(3)j}^* - A_j h_{(2)j}^*) n_{4j} \\ (A_j h_{(2)j}^* + B_j h_{(3)j}^*) n_{1j} + (-A_j h_{(1)j} + B_j h_{(4)j}) n_{2j}^* + (A_j h_{(4)j} - B_j h_{(1)j}) n_{3j}^* + (-A_j h_{(3)j}^* - B_j h_{(2)j}^*) n_{4j} \\ (-A_j h_{(1)j}^* + B_j h_{(4)j}^*) n_{1j} + (-A_j h_{(2)j} - B_j h_{(3)j}) n_{2j}^* + (-A_j h_{(3)j} - B_j h_{(2)j}) n_{3j}^* + (-A_j h_{(4)j}^* + B_j h_{(1)j}^*) n_{4j} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.1-2})$$

由式(11)容易看出  $y_j$  的期望  $E[y_j] = S = \sqrt{E_s}[1, 1, 1, 1]^T$ ,  $\tilde{n}_j$  的方差为:

$$\text{cov}(y_j) = E[(y_j - E[y_j])^2] = E[\tilde{n}_j \tilde{n}_j^H] = G_j^{-1} H_j^{Q^*} E[n_j n_j^H] H_j^Q (G_j^{-1})^H = \sigma^2 G_j^{-1} H_j^{Q^*} H_j^Q (G_j^{-1})^H = \sigma^2 (G_j^{-1})^H = \frac{\sigma^2}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} B_j I_2 & -A_j J_2 \\ A_j J_2 & B_j I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1-3})$$

## 附录 A.2

TBH 码接收信号的协方差矩阵为:

$$\text{cov}(y) = E[(y - E[y])^2] = E[\tilde{n} \tilde{n}^H] = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m G_i^{-1} H_i^{Q^*} E[n_i n_i^H] H_i^Q (G_j^{-1})^H = \sigma^2 \sum_{j=1}^m (G_j^{-1})^H \quad (\text{A.2-1})$$

TBH 码的逆 Gramian 矩阵是:

$$G_{jTBH}^{-1} = \frac{1}{B_j^2 - A_j^2} \begin{bmatrix} B_j & 0 & -A_j & 0 \\ 0 & B_j & 0 & -A_j \\ -A_j & 0 & B_j & 0 \\ 0 & -A_j & 0 & B_j \end{bmatrix}, \quad (\text{A.2-2})$$

式中:  $A_j = 2\text{Re}(h_{(1)j} h_{(3)j}^* + h_{(2)j} h_{(4)j}^*)$ ,  $B_j$  的大小同上。可求得 TBH 码瞬时输出信噪比表达式与式(18)的 Jaf 码相同为:

$$SNR_{inu} = SNR_1 = \frac{(E[y_1])^2}{2\text{var}(y_1)} = \frac{m^2 E_s}{N_0 \sum_{j=1}^m \frac{B_j}{B_j^2 - A_j^2}} \quad (\text{A.2-3})$$

## 参考文献

- [1] 孙巧云, 田辉, 董琨, 等. 下行链路 MIMO-OFDM 系统中的动态资源分配[J]. 仪器仪表学报, 2009, 30(7): 1504-1507.  
SUN Q Y, TIAN H, DONG K, et al. Dynamic resource allocation in downlink MIMO-OFDM system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(7): 1504-1507.
- [2] 张玉艳, 李道本. 基于 LS 码的分布式 MIMO-CDMA 系统研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2008, 22(2): 37-41.  
ZHANG Y Y, LI D B. Research on distributed MIMO-CDMA systems based on LS code[J]. Journal of Electron Measurement and Instrument, 2008, 22(2): 37-41.
- [3] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK R A. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Trans. IT, 1999, 45(7): 1456-1467.
- [4] JAFARKHANI H. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Transactions on Communication, 2001, 49(1): 1-4.
- [5] ZHUANG M J. Performance analysis of multiple transmit antennas selection for the OSTBC MISO communication system[J]. Chinese Journal of Electronics, 2006, 15(04): 682-686.
- [6] WU Y, CALDERBANK R. Code diversity in multiple antenna wireless communication[J]. IEEE Journal of Selected Topics In Signal Processing, 2009, 3(06): 928-938.
- [7] DAO D N, TELLAMBURA C. A general method to decode ABBA quasi-orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Communications letters, 2006, 10(10): 713-715.
- [8] SHARMA N, PAPADIAS C B. Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation[J]. IEEE Transaction on Wire-less Communications, 2003, 51(3): 332-335.
- [9] ZHU Y, JAFARKHANI H. Differential modulation based on quasi-orthogonal codes[J]. IEEE Transaction on Wireless communications, 2005, 4(6): 3005-3017.
- [10] BADIC B, FUXJAEGER P, WEINRICHTER H. Performance of a quasi-orthogonal space-time code with antenna selection[J]. Electronics Letters, 2004, 40(20): 1282-1284.
- [11] DAO D N, TELLAMBURA C. Quasi-orthogonal STBC with minimum decoding complexity: performance analysis, optimal signal transformations, and antenna selection diversity[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2008, 56(6): 849-853.
- [12] BADIC B, FUXJAEGER P, WEINRICHTER H. Optimization of coded MIMO-transmission with antenna selection[C]. 2005 IEEE 61 st VTC, Stockholm, Sweden, 2005 (1): 905-909.

- [13] 骆家骥,王俊,汤宏超. 基于准交空时分组码的发送天线选择算法[J]. 通信技术,2008,41(1):43-45.  
LUO J J, WANG J, TANG H CH. A simple algorithm based on antenna selection combined with quasi-orthogonal space-time codes[J]. Communications Technology, 2008,41(1):43-45.
- [14] LEI G W, ZHUANG M J. Performance analysis of quasi-orthogonal STBC via antenna selection[C]. ICCS2008, Guangzhou, China, 2008(1):670-673.
- [15] 李艳萍,王磊,王华奎. 空时分组码 MC-CDMA 系统中的多用户检测器[J]. 仪器仪表学报,2006,27(增刊6):177-178.  
LI Y P, WANG L, WANG H K. Multi-user detector of

space-time code MC-CDMA system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006,27(Suppl.6):177-178.

### 作者简介



陈强,1988 年于大连海运学院获学士学位,2000 年于大连海事大学获硕士学位。现为集美大学信息工程学院副教授。主要研究方向为 MIMO 技术和信号处理。

E-mail: qchen1@jmu.edu.cn

**Chen Qiang** received B. E. degree from Dalian Marine College in 1988 and M. E. degree from Dalian Maritime University in 2000. Now he is an associate professor at Information Technology College, Jimei University, Xiamen. His main research directions are MIMO technology and signal processing.



## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>