

线性检测中的最优空时编码设计与分析

刘洋¹, 赵慧¹, 尹兴良¹, 吴斌², 王文博¹

(1. 北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室, 100876, 北京; 2. 中国科学院微电子研究所, 100029, 北京)

摘要: 针对传统空时编码最大似然译码复杂度高的问题, 提出一种基于线性检测算法的最优空时编码方案(LO-STBC). 首先将发送符号与服从特定规则的传输符号系数矩阵线性组合构成空时编码矩阵, 然后将该空时编码矩阵的各行从多根发射天线上并行传输, 最后在接收端使用等效信道线性检测译码. 相比于传统编码, LO-STBC 编码的误比特率性能最优, 与信道编码联合使用时可以获得最大分集增益, 并且可有效降低自适应传输应用时的计算复杂度. 仿真结果表明, 在相同传输速率下, LO-STBC 编码的误比特率最接近理论性能曲线, 比传统编码低 0.5 dB, 在带有信道编码的系统中分集增益优势明显.

关键词: 空时编码; 线性检测; Clifford 基矩阵

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2011)02-0059-05

Design and Analysis of Optimal Space Time Code with Linear Detection

LIU Yang¹, ZHAO Hui¹, YIN Xingliang¹, WU Bin², WANG Wenbo¹

(1. Key Laboratory of Universal Wireless Communication, Ministry of Education, Beijing University of Posts & Telecommunications, Beijing 100876, China; 2. The Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: A kind of full rate space time codes based on linear detection with optimal transmission performance (LO-STBC) is proposed to deal with the high complexity of maximum likelihood detection in traditional space-time coding. The LO-STBC is designed by linear combination of data symbols and the dispersion matrices chosen by given rule; then the symbols in a STBC matrix are simultaneously transmitted by the multiple transmit antennas; and the data are linearly detected at the receivers by using the equivalent channel. Compared with the traditional STBC, LO-STBC has the optimal transmission performance with linear detection, can get the most obvious diversity gain using channel coding, and can greatly reduce the computation complexity during the application of adaptive transmission. The simulation results and comparisons with the traditional STBC show that without channel coding, the performance of LO-STBC approaches the theoretical performance, and the performance advantage is about 0.5 dB; and that with channel coding, LO-STBC obtains higher diversity gain.

Keywords: space time code; linear detection; Clifford matrix

在多输入多输出(MIMO)无线通信系统中, 利用空时编码可以获得更高的系统容量或者更高的可靠性. 空时分组码(STBC)的设计一般基于最大似然(ML)译码准则^[1-2], 对于正交或者准正交 STBC

而言, 因为传输速率较低, 所以 ML 译码复杂度可以接受. 但是, 当传输速率提高(例如达到复用传输速率)时, ML 检测的运算复杂度会随之呈指数增长而难以接受. 例如满速率满分集的 Golden 编码^[3]和

Perfect 编码^[4],两者传输可靠性很好,但因受到译码复杂度高的影响而应用受限.目前在线性最小均方误差(MMSE)检测下的 STBC 设计引起了一些研究者的关注.文献[5]提出线性检测下满集传输 STBC,但其传输速率较低.

本文提出一种基于线性最小均方误差(MMSE)检测算法的最优空时编码方案(LO-ST-BC),该编码基于 Clifford 基矩阵^[6]构造,满速率传输,形式清晰简单,与同速率线性检测的传统空时编码相比,误比特率更低,在带有信道编码的系统中,可以保证相同系统比特流经历所有天线发送,从而能够获得最高的分集传输增益.本文证明了 LO-STBC 的各符号经检测后的信干噪比(SINR)均相同,将其应用于自适应调制编码传输策略中可以有效降低系统计算复杂度.

1 系统模型

令传输链路有 N_t 根发送天线, N_r 根接收天线,则系统模型为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}$ 为传输速率为 R 、 $N_t \times T$ 维的 STBC 矩阵,表示在 T 个符号周期内传输 $K = TR$ 个符号; $\mathbf{Y}$ 为 $N_r \times T$ 维的接收信号矩阵; $\mathbf{H}$ 为 $N_r \times N_t$ 的信道衰落矩阵,其元素 $h_{l,n}$ 表示从第 n 根发送天线到第 l 根接收天线的信道衰落值,不同收发天线间的衰落系数相互独立且服从瑞利分布; $\mathbf{N}$ 为平均功率为 σ_n^2 的加性白高斯噪声.为降低编码传输时延,考虑方阵编码形式,即 $N_t = T$,因本编码设计为复用速率传输,故 $R = N_t, K = N_t^2$.

对于含有 K 个复数符号的线性空时分组码 $\mathbf{X}$,可以表示成 $\mathbf{X} = \sum_{i=1}^K x_i \mathbf{A}_i$,其中 x_i 为传输符号, $\mathbf{A}_i$ 为 $N_t \times N_t$ 维的扩散矩阵,对于 $\mathbf{X}$ 的设计可以通过设计扩散矩阵 $\mathbf{A}_i$ 完成.为分析方便,对系统模型式(1)进行矢量化等效变换

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{\bar{x}} + \mathbf{\bar{n}} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{\bar{x}} = [x_1, \dots, x_K]^T$ 为传输符号矢量; $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_{N_r}^T]^T$; $\mathbf{\bar{n}}$ 为噪声矩阵矢量化; $\mathbf{H}_{\text{eq}} = (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}) \mathbf{\Gamma}$,其中 $\mathbf{I}_{N_t}$ 表示 $N_t \times N_t$ 维的单位阵, $\otimes$ 表示矩阵张量乘, $\mathbf{\Gamma} = [\text{vec}(\mathbf{A}_1), \dots, \text{vec}(\mathbf{A}_K)]$,其中 $\text{vec}(\mathbf{A})$ 表示将矩阵 $\mathbf{A}$ 列矢量化.

使用线性 MMSE 检测算法,令 $\mathbf{G} = (\sigma_n^2 \mathbf{I}_K + \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H$,则信号的估计值为

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{G} \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{\bar{x}} + \mathbf{G} \mathbf{\bar{n}} \quad (3)$$

那么检测后符号的均方误差矩阵表示为^[8]

$$\mathbf{V} = E[(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{\bar{x}})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{\bar{x}})^H] = (\mathbf{I}_K + (1/\sigma_n^2) \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1} \quad (4)$$

式中: $E[\cdot]$ 表示对信道矩阵 $\mathbf{H}$ 求期望.由均方误差矩阵可获得不同符号检测后的信干噪比

$$\rho_k = 1/\mathbf{V}_{k,k} - 1 = 1/[(\mathbf{I}_K + (1/\sigma_n^2) \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1}]_{k,k} - 1 \quad (5)$$

在一个编码周期内, $k = 1, \dots, K$.不失一般性,假定调制方式为 QPSK,系统传输的平均误比特率可以由下式计算^[7]

$$P_e \approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K E[Q((\rho_k)^{1/2})] = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K E[Q((\mathbf{V}_{k,k}^{-1} - 1)^{1/2})] \quad (6)$$

式中: $Q(x) = (1/(2\pi)^{1/2}) \int_x^\infty \exp(-z^2/2) dz$.

2 线性检测最优空时编码

2.1 Clifford 基矩阵

首先构造 Clifford 基矩阵.定义初始矩阵 $\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix}$ 和 $\mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$,其中 $j = (-1)^{1/2}$,并由此获得不同维度的过渡矩阵

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{C}_1 &= \underbrace{\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{I}_2 \cdots \otimes \mathbf{I}_2}_{K/2} \otimes \mathbf{T}_1 \\ \mathbf{C}_2 &= \underbrace{\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{I}_2 \cdots \otimes \mathbf{I}_2}_{K/2} \otimes \mathbf{T}_2 \\ &\vdots \\ \mathbf{C}_{2l+1} &= \underbrace{\mathbf{I}_2 \otimes \cdots \otimes \mathbf{I}_2}_{L/2-l} \otimes \mathbf{T}_1 \otimes \mathbf{T}_3 \otimes \cdots \otimes \mathbf{T}_3 \\ \mathbf{C}_{2l+2} &= \underbrace{\mathbf{I}_2 \otimes \cdots \otimes \mathbf{I}_2}_{L/2-l} \otimes \mathbf{T}_2 \otimes \mathbf{T}_3 \otimes \cdots \otimes \mathbf{T}_3 \\ &\vdots \\ \mathbf{C}_{2L-1} &= \mathbf{T}_1 \otimes \underbrace{\mathbf{T}_3 \otimes \mathbf{T}_3 \otimes \cdots \otimes \mathbf{T}_3}_{L/2-1} \\ \mathbf{C}_{2L} &= \mathbf{T}_2 \otimes \underbrace{\mathbf{T}_3 \otimes \mathbf{T}_3 \otimes \cdots \otimes \mathbf{T}_3}_{L/2-1} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

各 Clifford 基矩阵由 $2L$ 个过渡矩阵 $\mathbf{C}_1 \sim \mathbf{C}_{2L}$ 、单位阵以及它们的乘积获得,共有 2^{2L} 个.

使用 Clifford 基矩阵作为 STBC 的扩散矩阵 $\mathbf{A}_i \sim \mathbf{A}_K$,可以构成编码速率 $R = N_t$ 的码字设计,此时扩散矩阵满足

$$\mathbf{A}_i \mathbf{A}_i^H = \frac{N_t}{K} \mathbf{I}_{N_t} \quad (8)$$

$$\text{tr}(\mathbf{A}_i^H \mathbf{A}_j) = 0, \quad \forall i \neq j \quad (9)$$

式中: $\text{tr}(\cdot)$ 表示求矩阵的迹.

2.2 编码性能分析

已知当 $x \in (0, 1]$ 时, 函数 $f(x) = Q((x^{-1} - 1)^{1/2})$ 为凸函数^[8]. 由式(4)可知 $\mathbf{V}_{k,k} \in (0, 1]$, 则式(6)中 $f(\mathbf{V}_{k,k}) = E[Q((\mathbf{V}_{k,k}^{-1} - 1)^{1/2})]$ 为凸函数. 对于任意凸函数 $f(x)$, 有 $\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K f(x_k) \geq f(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k)$, 且当变量 x 均相等时取等号, 由式(6)可得

$$P_e \geq E\left[Q\left(\left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{V}_{k,k}\right)^{-1} - 1\right)^{1/2}\right] \quad (10)$$

当且仅当 $\mathbf{V}$ 对角线元素都相等时, P_e 取其最小值

$$P_{\min} = E[Q((K/\text{tr}(\mathbf{V}) - 1)^{1/2})] \quad (11)$$

定理 1 在扩散矩阵满足式(8)和式(9)的前提下, $\mathbf{V}$ 对角线元素都相符.

证明 (1) 令 $\mathbf{M}_1 = \sigma_n^2 \mathbf{I}_K + \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}}$, $\mathbf{M}_1 = \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}}$, 则需证明 $\mathbf{M}_1^{-1}$ 的对角线元素都相等. 由矩阵求逆定义知, $\mathbf{M}_1^{-1} = \mathbf{M}_1^* / |\mathbf{M}_1|$, 其中 $\mathbf{M}_1^*$ 为 $\mathbf{M}_1$ 的伴随矩阵, $|\mathbf{M}_1|$ 为 $\mathbf{M}_1$ 的行列式. 若 $\mathbf{M}_1^{-1}$ 对角线元素相同, 则 $\mathbf{M}_1$ 的代数余子式对角线元素也相同, 即 $\mathbf{M}_2$ 的代数余子式对角线元素相同, 等价于证明 $\mathbf{M}_2^{-1}$ 的对角线元素相同.

(2) 因为 $\mathbf{H}_{\text{eq}} = (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}) \mathbf{\Gamma}$, 又根据 $\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Gamma} = \mathbf{I}_K$, 因此

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_2^{-1} &= (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1} = \\ &(\mathbf{\Gamma}^H (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H})^H (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}) \mathbf{\Gamma})^{-1} = \\ &\mathbf{\Gamma}^H (\mathbf{I}_{N_t} \otimes (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}) \mathbf{\Gamma} \end{aligned} \quad (12)$$

(3) 令 $\mathbf{M}_3 = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} = [\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \dots, \mathbf{m}_{N_t}]$, 且 $\mathbf{\Gamma} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K]$, 其中 $\mathbf{m}$ 和 $\mathbf{a}$ 为列向量, 则 $\mathbf{\Gamma}^H = [\mathbf{a}_1^H, \mathbf{a}_2^H, \dots, \mathbf{a}_K^H]$, 那么

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_2^{-1} &= \mathbf{\Gamma}^H (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{M}_3) \mathbf{\Gamma} = \\ &\begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^H \\ \mathbf{a}_2^H \\ \vdots \\ \mathbf{a}_K^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{M}_3 & & & \\ & \mathbf{M}_3 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{M}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 & \mathbf{a}_2 & \cdots & \mathbf{a}_K \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

将 $\mathbf{M}_2^{-1}$ 的对角线元素设为 $m_1, m_2, \dots, m_{N_t}$, 则由式(13)分解可得到 $m_1 = m_2 = \dots = m_{N_t}$, 即 $\mathbf{M}_2^{-1}$ 的对角线元素相同, 由此可证明定理 1 成立. 由式(5)可知, LO-STBC 各符号检测后的信干噪比相同, 且其编码可以获得 MMSE 检测的最优性能. 将式(4)代入式(11)得

$$P_{\min} = E\left[Q\left(\left(\frac{K}{\text{tr}((\mathbf{I}_K + (1/\sigma_n^2) \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1})} - 1\right)^{1/2}\right)\right] \quad (14)$$

又根据

$$\begin{aligned} \text{tr}[(\mathbf{I}_K + (1/\sigma_n^2) \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1}] &= \\ \text{tr}[(\mathbf{I}_K + (1/\sigma_n^2) (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}) \mathbf{\Gamma} \mathbf{\Gamma}^H (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H})^H)^{-1}] & \end{aligned} \quad (15)$$

故式(11)可以转化为

$$\begin{aligned} p_{\min} &= \\ E\left[Q\left(\left(\frac{K}{\text{tr}((\mathbf{I}_K + (1/\sigma_n^2) (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}) (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H})^H)^{-1})} - 1\right)^{1/2}\right)\right] &= \\ E\left[Q\left(\left(\frac{K}{\text{tr}((\mathbf{I}_K + (1/\sigma_n^2) (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H} \mathbf{H}^H))^{-1})} - 1\right)^{1/2}\right)\right] &= \\ E\left[Q\left(\left(\frac{N_t}{\text{tr}((\mathbf{I}_{N_t} + (1/\sigma_n^2) \mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1})} - 1\right)^{1/2}\right)\right] & \end{aligned} \quad (16)$$

由此可得到结论: 线性 MMSE 检测下的 LQ-STBC 可以达到理论最优性能. 需要说明的是, 式(16)的推导以 QPSK 调制为前提, 本文分析方法适用于所有矩形星座点调制方式, 误比特率表达式与具体调制方式相关.

2.3 编码设计举例

例 1 2 天线编码形式.

基于 Clifford 基矩阵获得 2 天线编码的扩散矩阵

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \frac{1}{2^{1/2}} \mathbf{I}_2 = \frac{1}{2^{1/2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_2 &= \frac{1}{2^{1/2}} \mathbf{T}_1 = \frac{1}{2^{1/2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_3 &= \frac{1}{2^{1/2}} \mathbf{T}_2 = \frac{1}{2^{1/2}} \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{j} \\ \mathbf{j} & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_4 &= \frac{1}{2^{1/2}} \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2 = \frac{1}{2^{1/2}} \begin{bmatrix} \mathbf{j} & 0 \\ 0 & -\mathbf{j} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

其中 $1/2^{1/2}$ 保证天线功率归一化, 从而得到 2 天线的编码形式:

$$\mathbf{X}_2 = \frac{1}{2^{1/2}} \begin{bmatrix} x_1 + \mathbf{j}x_4 & x_2 + \mathbf{j}x_3 \\ -x_2 + \mathbf{j}x_3 & x_1 - \mathbf{j}x_4 \end{bmatrix} \quad (18)$$

例 2 4 天线编码形式.

由 Clifford 基矩阵得到 4 天线编码的 16 个扩散矩阵, 进而得到其编码形式如下

$$\mathbf{X}_4 =$$

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_5 + jx_6 + jx_{11} - x_{16} & x_1 + jx_2 + jx_{14} - x_{15} & x_3 + jx_4 + jx_{12} - x_{13} & -x_7 - jx_8 - jx_9 + x_{10} \\ -x_1 + jx_2 - jx_{14} - x_{15} & x_5 - jx_6 + jx_{11} + x_{16} & -x_7 - jx_8 + jx_9 - x_{10} & -x_3 - jx_4 + jx_{12} - x_{13} \\ -x_3 + jx_4 - jx_{12} - x_{13} & x_7 - jx_8 + jx_9 + x_{10} & x_5 + jx_6 - jx_{11} + x_{16} & x_1 + jx_2 + jx_{14} + x_{15} \\ x_7 - jx_8 - jx_9 - x_{10} & x_3 - jx_4 - jx_{12} - x_{13} & -x_1 + jx_2 - jx_{14} + x_{15} & x_5 - jx_6 - jx_{11} - x_{16} \end{bmatrix} \quad (19)$$

2.4 分集增益分析

在线性检测的前提下, STBC 的分集度在传输速率为 $R=N_t$ 的情况下均等于 N_r-N_t+1 , 不符合传统秩准则的分析方法, 但是在带有信道编码的系统中, 由于空时编码的构成方式影响比特交织的效果, 从而不同编码形式的传输分集增益不同. 借用空时编码的 DNA 准则可以证明, LO-STBC 在带有信道编码的系统中能获得最大分集度.

定理 2 在带有信道编码的传输系统中, LO-STBC 可以得到满速率线性空时编码的最大分集增益.

证明 借用空时编码 DNA 准则进行衡量分析^[9]. 在含有信道编码的无线传输系统中, 当满速率空时编码的 $\mathbf{I}$ 满足每行的每 $1/N_t$ 部分矢量都正交等模, 系统可以获得最大分集增益. 通过验证 2 天线及 4 天线 LO-STBC 扩散矩阵, 证明均服从以上要求, 即可以获得带有信道编码系统的最大分集增益, 而且从具体编码形式(式(18)与式(19))中可以看出, 相同符号经历所有天线, 故可以保证经历信道编码的同一系统比特流经历所有天线, 从而获得最高的空间分集增益.

3 单码流自适应传输策略

在采用自适应调制编码(AMC)的闭环传输系统中, 系统可以根据具体链路情况选择适合的调制编码方式(MCS)进行发射, 这样可以有效提高系统的吞吐量性能. 本节基于 LO-STBC 提出一种单码流的 AMC 传输策略, 可以有效降低系统的计算复杂度.

首先, 定义系统吞吐量为

$$T_p = (1 - P_f)mr_c \quad (20)$$

式中: P_f 为系统平均误帧率; m 为调制阶数; r_c 为信道编码码率.

在闭环系统中, 自适应传输策略描述如下:

(1) 构造同链路条件下单发单收系统的各种 MCS 方式的信噪比和平均误帧率曲线表;

(2) 计算多天线系统瞬时信道条件下的检测后 SINR;

(3) 根据检测后的 SINR, 查由步骤(1)中得到的曲线表, 以获得各种 MCS 方式下的 P_f 值;

(4) 根据式(20)计算各种 MCS 方式下的吞吐量 T_p ;

(5) 比较不同 MCS 方式下的 T_p 并选择最大 T_p 所对应的 MCS 作为该信道环境下的调制编码方式.

传统的多天线自适应传输方案因不同天线检测后信噪比不同, 需要经历 N_t 次 MCS 选择过程(即上述步骤(3)~(5)). 在使用本文所述的编码形式时, 因为每个符号检测后信噪比完全一致, 故只需要进行一次步骤(3)~(5)操作, 即为一种基于单码流的多天线系统自适应传输策略. 由于单码流 AMC 策略相比于传统策略的计算量为 $1/N_t$, 因此当天线数提高时其计算量明显降低.

4 仿真结果

在开环系统对不同天线配置的传输方案进行误比特率(BER)性能仿真, 无信道编码, QPSK 调制, 线性 MMSE 检测, 经历瑞利块衰落信道. 分别在 2 发 2 收系统和 4 发 4 收系统中对比 LQ-STBC、Golden 编码、Perfect 编码以及 HBLAST 系统和 VBLAST 系统的误比特率性能, 仿真结果如图 1、图 2 所示.

从图 1 中可以看出: LO-STBC 的性能最接近理论最优曲线; 虽然 Golden 编码在 ML 检测时可以获得满分集满速率, 但是在 MMSE 检测时性能并非最优, 通过分析 Golden 编码的扩散矩阵也可以证明其不符合式(8)和(9)的条件; HBLAST 和 VBLAST 在无信道编码的环境下性能是相同的, 且性能最差.

从图 2 中可以看出, 4 发 4 收系统与 2 天线系统结论相似, LO-STBC 的性能最接近理论曲线.

在 4 发 4 收复用速率传输系统中加入 Turbo 信道编码, 在 QPSK 调制、编码速率分别为低码率(码率为 $1/3$)和高码率(码率为 $4/5$)的 BER 仿真结果如图 3 所示.

从图 3 可以看出, 在低码率传输条件下, LO-STBC 能够获得明显的分集增益(从 BER 曲线的斜

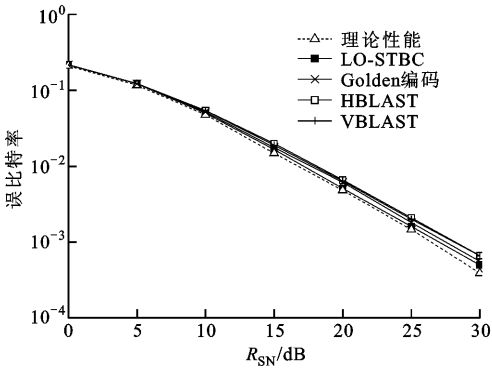


图 1 2 发 2 收系统中几种编码方案的误比特率性能对比

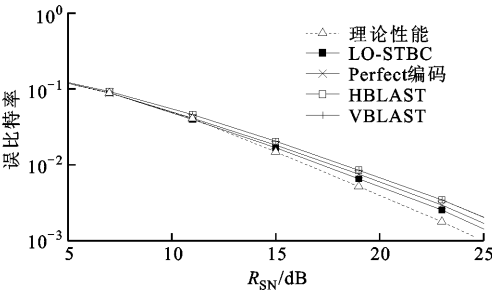


图 2 4 发 4 收系统中几种编码方案的误比特率性能对比

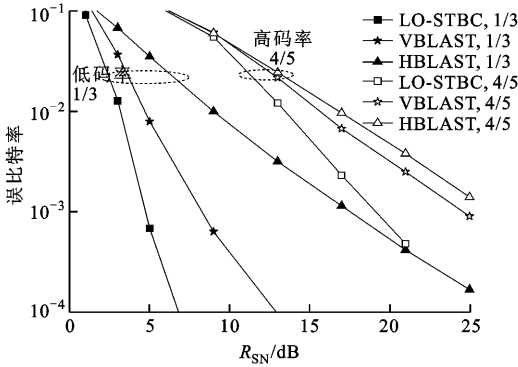


图 3 不同码率下几种编码方案的误比特率性能对比

率可以看出),在高信噪比时传输误比特率性能优于 HBLAST 和 VBLAST 系统,而且 VBLAST 系统相对于 HBLAST 系统在低码率条件下也有较明显的分集增益.这是因为在带有信道编码的复用速率传输系统中,VBLAST 系统可以利用信道编码使相同系统比特经历不同天线发送,故可以得到较 HBLAST 更高的分集增益,但并不能保证经历所有发送天线,因而不能达到最大分集传输.在高码率传输条件下,LO-STBC 的分集增益较低码率时有所降低,这是因为在 MMSE 检测时系统分集增益主要依

靠信道编码获得,但相对于 VBLAST 和 HBLAST 仍有明显性能增益,这表明 LO-STBC 在信道编码帮助下可以获得最大分集增益.

5 结 论

本文提出一种基于 Clifford 基矩阵的线性 MMSE 检测最优空时编码设计方案 LO-STBC. 该方案由 Clifford 基矩阵作为扩散矩阵,能够获得满速率传输的线性 MMSE 检测条件下的最优误比特率性能. 仿真结果表明,在带有信道编码的系统中,使用 LO-STBC 可以通过信道编码得到最高的分集增益,分集增益在低码率时尤为明显. 文中证明使用本文的空时编码方案可以使每个符号检测后的 SINR 相同,从而证明了基于 LO-STBC 的单流 AMC 闭环传输方案较传统方案具有更低的计算复杂度.

参考文献:

[1] 董宇,赵慧,王文博. 频率选择性衰落信道中的时间反驻正交空时分组码设计[J]. 西安交通大学学报, 2009,43(8): 53-58.
DONG Yu, ZHAO Hui, WANG Wenbo. Time reversal orthogonal space time block coding design for frequency selective fading channels [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43(8): 53-58.
[2] 董宇,赵慧,刘洋,等. 准正交空时分组码的自适应设计[J]. 北京邮电大学学报,2009, 32(2): 85-88.
DONG Yu, ZHAO Hui, LIU Yang, et al. Adaptive design for quasi-orthogonal space-time block codes [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2009, 32(2): 85-88.
[3] BELFIORE J C, REKAYA G, VITERBO E. The golden code: a 2×2 full-rate space-time code with non-vanishing determinants [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(4): 1432-1436.
[4] HOWARDS D, SIRIANUNPIBOON S, CALDERBANK A R. Low complexity essentially maximum likelihood decoding of perfect space-time block codes [C] // Proc ICASSP. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2009: 2725-2728.
[5] WANG Huiming, XIA Xianggen, YIN Qinye, et al. A family of space-time block codes achieving full diversity with linear receivers [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(12): 3607-3617.
[6] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社,2004.
[7] LIU Jing, ZHANG Jiankang, WONG K M. On the

design of minimum BER linear space-time block codes for MIMO systems equipped with MMSE receivers [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2006, 54(8): 3147-3158.

- [8] KARMAKAR S, RAJAN B S. Multigroup decodable STBCs from Clifford algebras [J]. IEEE Trans Information Theory, 2009, 55(1): 223-231.

- [9] ZHU Hufei, CHEN Wen, LI Bin. Efficient square-root

algorithms for the extended V-BLAST with selective per-antenna rate control[C]//Proc of Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2010: 1-5.

(编辑 刘杨)