

文章编号:1001-9081(2008)S1-0104-03

使用 TAST 码的 BI-STCM-ID 系统中的星座映射分析

赵传钢¹, 李睿凡²

(1. 北京林业大学 信息学院, 北京 100083; 2. 北京邮电大学 信息工程学院, 北京 100876)

(chgzhao2006@126.com)

摘要:研究了 BI-STCM-ID 系统中的星座映射问题。证明了在使用 TAST 空时编码方案的 BI-STCM-ID 系统中, 基于最大化编码增益的高维星座映射设计优化问题等价于基于最大化欧式距离调和均值的一维星座映射设计优化问题。

关键词:空时编码调制; 星座映射; TAST 码

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A

Analysis of constellation labeling for bit-interleaved space time coded modulation with TAST code

ZHAO Chuan-gang¹, LI Rui-fan²

(1. College of Information Science and Technology, Beijing Forestry University, Beijing 100083, China;

2. College of Information Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: The problem of constellation mapping in BI-STCM-ID system is investigated. It is proved that, in bit-interleaved space-time coded modulation systems with iterative decoding, when threaded algebraic space-time code is used, the problem of optimization of multi-dimensional constellation based on the criterion of maximization of coding gain can be reduced to that of optimization of one dimensional constellation based on the criterion of maximization of harmonic mean of Euclidean distance of constellation point.

Key words: space-time coded modulation; constellation labeling; Threaded Algebraic Space-Time code (TAST)

0 引言

近来,空时编码由于能够提供较高的分集增益和频谱效率而成为研究的热点^[1]。对传统的单天线上的比特交织编码调制系统的星座映射问题已有较多的研究^[2],得到了一些较好的结果。但是,这些好的星座映射方式对多天线系统(MIMO)来讲并不一定适用。文献[3]研究了 MIMO 瑞利块衰落信道上使用迭代译码的比特交织空时编码问题,并给出了渐进误比特率的反馈无差错紧界。文献[4]考查了不同星座映射方式对使用迭代译码的比特交织空时编码调制系统(BI-STCM-ID)性能的影响,星座映射方式是用随机搜索方法找到的。文献[5,10]研究了使用 Alamouti 空时编码方案的 BI-STCM-ID 系统的 16QAM 星座的映射方式。文献[11]研究了 BICM-ID 系统中 8-PSK 星座映射问题。文献[5]在最大化渐进编码增益设计准则下研究了使用正交空时块码(OSTBC)调制的 BI-STCM-ID 系统中的星座映射方式,并证明在使用 OSTBC 码的 BI-STCM-ID 系统中,最大化编码增益设计准则与一维星座上最大化欧式距离的调和均值设计准则的等价性。本文讨论了 BI-STCM-ID 系统在使用空时编码方案时的星座映射问题,并证明在 TAST 空时编码方案下, BI-STCM-ID 系统高维星座映射设计的最大化编码增益准则与一维星座设计的最大化欧式距离调和均值准则是等价的。

1 BI-STCM-ID 系统模型

1.1 BI-STCM-ID 发端系统

图1给出了 BI-STCM-ID 系统的结构。假设信息比特序

列经卷积编码器编码后输出编码比特序列 c 。编码比特序列 c 经交织后每 $K = mQ$ 个比特分为一组 $v = [c^1, \dots, c^k, \dots, c^K] = [v^1, \dots, v^n, \dots, v^Q]$, 这里, $c^k \in \{0, 1\}, 1 \leq k \leq K$ 且 $v^n = [c^{(n-1)Q+1}, \dots, c^{nQ}], 1 \leq n \leq Q$ 。每个比特序列 v^n 按照某种映射规则 μ 映射到星座 χ 上的某个复信号点 $s^n = \mu(v^n)$, 星座 χ 上有 2^m 个星座点。空时编码器将信息符号向量 $s = (s^1, \dots, s^Q)^T$ 作为输入, 形成一个空时码字矩阵 $X = [x_i^j], 1 \leq i \leq N, 1 \leq j \leq T$ 。其中, x_i^j 表示第 i 个时刻第 j 个发送天线上的发送符号, T 表示一个空时码字周期所占的符号周期数目, N 表示发送天线数。

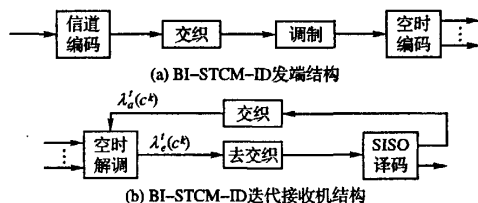


图1 BI-STCM-ID 系统发射机和接收机结构

在本文中,用 χ 表示空时码字矩阵的集合,那么星座 χ 上的映射规则 μ 与空时编码器两者一起定义了一个多维星座上的映射: $M: \{0, 1\}^K \rightarrow \chi, \forall X \in \chi$ 。我们用 $M^{-1}(X)$ 表示映射 M 的逆映射。如果用 R_c 表示卷积编码的码率, R_{ST} 表示空时编码的码率,那么整个 BI-STCM-ID 系统的传信率为 $R = mR_cR_{ST}$ 。为后面表示方便,令 χ_k 表示这样的空时码字矩阵 X 的集合,码字 X 对应的比特映射 $M^{-1}(X)$ 的第 k 个位置上比

收稿日期:2008-01-18;修回日期:2008-03-25。 基金项目:国家科技支撑项目(2006BAD10A03)。

作者简介:赵传钢(1971-),男,山东济宁人,讲师,博士,主要研究方向:移动通信、编码理论、人工智能; 李睿凡(1976-),男,江西南昌人,讲师,博士,主要研究方向:人工智能。

特为 b ; 而 χ_k^b 表示这样的星座信号 s 的集合, 其比特映射 $\mu^{-1}(s)$ 的第 k 个位置上的比特为 b 。

1.2 MIMO 信道模型

假设接收端有 N_r 个接收天线, 接收符号可以用一个 $N_r \times T$ 的矩阵 $Y = \{y_{ij}^l\}$ 表示, 其中 $y_{ij}^l (1 \leq j \leq N_r, 1 \leq l \leq T)$ 表示第 l 个时刻第 j 个天线上的接收符号。信道可以由一个 $N_r \times N_t$ 的矩阵 $H = \{h_{ij}\}$ 表示, 其中 $h_{ij} (1 \leq i \leq N_r, 1 \leq j \leq N_t)$ 表示第 i 个发送天线至第 j 个接收天线之间的衰落因子。 h_{ij} 相互独立且服从均值为零、每个维度上的方差为 0.5 的高斯分布。另外假设 H 在一个空时码字 X 内保持不变, 但在不同的空时码字内独立变化。从而信道模型可以表示为:

$$Y = HX + W$$

其中 W 是一个 $N_r \times T$ 的噪声矩阵, 其每个元素均服从均值为 0, 每维方差为 $N_0/2$ 的复高斯分布。

2 BI-STCM-ID 星座映射分析

2.1 BI-STCM-ID 系统渐进性能

在理想交织假设下, BI-STCM-ID 系统的渐进误比特率性能可以表示为^[5]:

$$\lg P_b \approx -\frac{rN_t d_f}{10} \left[(RQ^2)_{dB} + \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} \right] + \text{const} \quad (1)$$

其中 d_f 表示信道编码的最小汉明距离。而:

$$Q^2 = \left[\frac{1}{K^2} \sum_{k=1}^K \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N_r} \right]^{-1/(N_r)} \quad (2)$$

这里, λ_i 表示矩阵 $A = (X - Z)^*(X - Z)$ 的非零特征值, $*$ 表示矩阵的共轭转置, r 表示矩阵 A 的秩, $K = mN_t N_r$, X 表示发送的空时符号, Z 表示无差错反馈译码符号, 即 X 和 Z 的比特映射仅在第 k 个位置上不同。 R 表示码率。

从方程(1)可以看出, 对较大的信噪比 E_b/N_0 值, 误比特率曲线的斜率与分集阶数 $rN_t d_f$ 成正比, 且随编码增益 $(RQ^2)_{dB}$ 平行移动。显然, 为获得最好的误比特率性能, 既要获得最大的分集增益, 也要获得最大的编码增益。为获得最大的分集增益, 需要设计取得最大分集增益的空时码字; 而要获得最大的编码增益 Q^2 , 需要对 N_t 维星座上的比特映射方式 M 进行优化。在讨论具体的 BI-STCM-ID 系统星座映射以前, 给出星座上关于星座点的欧氏距调和均值概念。

定义1 欧氏距调和均值。对任何星座 χ 和其上映射 μ 而言, 其 p 阶欧氏距调和均值定义如下:

$$\omega^2(\chi, \mu, p) = \left[\frac{1}{m^2} \sum_{k=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} (|s - \hat{s}|^2)^{-p} \right]^{-\frac{1}{p}} \quad (3)$$

其中 s 和 \hat{s} 对应的比特序列 $\mu^{-1}(s)$ 和 $\mu^{-1}(\hat{s})$ 仅在第 k 个位置

上不同。

2.2 使用 TAST 码的 BI-STCM-ID 系统中的星座设计

为了便于表述, 首先回顾一下 TAST 码^[6]的某些概念。信息符号向量 s 首先分成 L 个不同的子向量 $s_i (i = 1, \dots, L)$, 其中每个子向量的长度为 Q_i 。每个子向量 s_i 单独使用一个子编码器 $\gamma_i: \chi^{Q_i} \rightarrow S^{T_i} (i = 1, \dots, L)$, 进行独立编码, 这里, $Q = Q_1 + Q_2 + \dots + Q_L, LT = T_1 + T_2 + \dots + T_L$ 。这 L 个子编码器 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L$ 共同组成了一个空时编码器 γ , 且生成的复合码字 $\gamma(s)$ 由此 L 个子码组成。每个子码 $\gamma_i(s_i)$ 被分配到一个线程(Thread) l_i 上, 此线程以外的所有元素都设置为零。

TAST 码的一种构造方法是使用 DAST 码^[7]。在每个线程 l_i 上, 发送一个 DAST 码, 即 $\gamma_i(s_i) = \varphi_i M_i s_i$ 在线程 l_i 发送。这里 M_i 是一个 $N_i \times N_i$ 的实或复的旋转矩阵, 且 M_i 的选取应使得 TAST 码取得最大分集, φ_i 的选取应使得 TAST 码获得最大分集和最大编码增益。如果一个 TAST 码使用了 N_t 个发送天线, 有 L 个线程, 每次使用信道发送 R 个信息符号, 且使用 DAST 码作为子码, 记这种 TAST 码为 $\Gamma_{N_t, L, R}$ 。容易验证, 在构造 $\Gamma_{N_t, L, R}$ 码时, 如果使用的旋转矩阵是满速率的旋转矩阵^[8], 那么, $\Gamma_{N_t, L, R}$ 的码率为每次使用信道 L 个信息符号, 即构造出来的是 $\Gamma_{N_t, L, L}$ 码, 且有 $Q_1 = \dots = Q_L = T_1 = \dots = T_L = N_t$ 。当 $M_n (n = 1, \dots, L)$ 中都不存在零元素时, 有下面的结论。

定理1 TAST 欧氏距调和均值准则。对任何 TAST 码 $\Gamma_{N_t, L, L}(\varphi_1 M_1 s_1, \dots, \varphi_L M_L s_L)$, 如果满足 $M_n (n = 1, \dots, L)$ 中任何一个矩阵都不存在零元素, 则有:

$$\max_{\chi} \Omega^2 = K_c \max_{\mu} \omega^2(\chi, \mu, N_t N_r) \quad (4)$$

其中:

$$K_c = \left[\frac{m}{K} \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^{N_i} |\varphi_i|^{-2N_r} \left(\prod_{i=1}^{N_i} |m_{i, i, j}| \right)^{-2N_r} \right]^{-1/(N_t N_r)} \quad (5)$$

证明 考虑 $k = 1, \dots, m$ 的情况。对任何 TAST 码字 $\Gamma_{N_t, L, L}(\varphi_1 M_1 s_1, \dots, \varphi_L M_L s_L)$, 由 Z 和 \hat{s} 的定义, 可知 $Z = \Gamma_{N_t, L, L}(\varphi_1 M_1 \hat{s}_1, \dots, \varphi_L M_L \hat{s}_L)$, 其中 $\hat{s}_1 = (\hat{s}_1^1, \hat{s}_1^2, \dots, \hat{s}_1^{N_1})^T$, 从而有 $X - Z = \Gamma_{N_t, L, L}(\varphi_1 M_1 (s_1 - \hat{s}_1), \dots, 0)$ 。由线程的定义, 可以得到:

$$(X - Z)^*(X - Z) = |\varphi_1|^2 \text{Diag}(|m_{1, 1, 1}|^2, |s_1^1 - \hat{s}_1^1|^2, \dots, |m_{1, N_1, 1}|^2 |s_1^1 - \hat{s}_1^1|^2) \quad (6)$$

其中 $m_{n, i, j}$ 表示 M_n 的第 i 行第 j 列的元素。由于 M_n 不含零元素, 从而 $(X - Z)^*(X - Z)$ 是一个满秩矩阵, 其非零特征值为 $|m_{1, i, 1}|^2 |s_1^1 - \hat{s}_1^1|^2, 1 \leq i \leq N_1$ 。对其他的 k , 可以得到类似的结论。从而有:

$$\begin{aligned} \Omega^2(\chi, M, N_r) &= \left[\frac{1}{K^2} \times \left(\sum_{j=1}^{N_t} \sum_{k \in R_j} \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} \left(\prod_{i=1}^{N_i} |m_{i, i, j}| \right)^2 (|\varphi_1|^2 |s - \hat{s}|^2)^{N_i} \right)^{-N_r} + \right. \\ &\quad \left. \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{k \in R_j} \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} \left(\prod_{i=1}^{N_i} |m_{2, i, j}| \right)^2 (|\varphi_2|^2 |s - \hat{s}|^2)^{N_i} \right)^{-N_r} + \dots + \\ &\quad \left. \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{k \in R_j} \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} \left(\prod_{i=1}^{N_i} |m_{L, i, j}| \right)^2 (|\varphi_L|^2 |s - \hat{s}|^2)^{N_i} \right)^{-N_r} \Big]^{-1/(N_t N_r)} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \left[\frac{1}{K^2} \times 2^{(N_t, L-1)m} (|\varphi_1|^{-2N_r} \sum_{j=1}^{N_t} (\prod_{i=1}^{N_t} |m_{1,i,j}|)^{-2N_r} \sum_{k=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} |s - \hat{s}|^{-2N_t N_r} + |\varphi_2|^{-2N_r} \sum_{j=1}^{N_t} \right. \\
& (\prod_{i=1}^{N_t} |m_{2,i,j}|)^{-2N_r} \sum_{k=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} |s - \hat{s}|^{-2N_t N_r} + \dots + |\varphi_L|^{-2N_r} \sum_{j=1}^{N_t} \\
& \left. (\prod_{i=1}^{N_t} |m_{L,i,j}|)^{-2N_r} \sum_{k=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} |s - \hat{s}|^{-2N_t N_r} \right]^{-1/(N_t N_r)} = \\
& \left[\left(\frac{m}{K} \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^{N_t} |\varphi_i|^{-2N_r} (\prod_{i=1}^{N_t} |m_{i,i,j}|)^{-2N_r} \right) \times \left(\frac{1}{m 2^m} \sum_{k=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{s \in \chi_k^b} |s - \hat{s}|^{-2N_t N_r} \right) \right]^{-1/(N_t N_r)} = \\
& K_c \omega^2(\chi, \mu, N_t N_r)
\end{aligned} \quad (7)$$

其中:

$$K_c = \left[\frac{m}{K} \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^{N_t} |\varphi_i|^{-2N_r} (\prod_{i=1}^{N_t} |m_{i,i,j}|)^{-2N_r} \right]^{-1/(N_t N_r)} \quad (8)$$

$$K_c^j = \{k: ((l-1)mN_t + (j-1)m + 1) \leq k \leq (l-1)mN_t + jm; 1 \leq j \leq N_t, 1 \leq l \leq L\} \quad (9)$$

所以,对编码增益 \mathcal{J}^2 在所有映射 M 上的优化就转化为对 $\omega^2(\chi, \mu, N_t N_r)$ 在所有映射 μ 的优化。证毕。

例1 Tilted-QAM 码。Tilted-QAM 码是在文献[9]中针对2发2收的MIMO系统提出的,它能在分集增益和复用之间达到最优的折中。其构造如下:四个复信号 $s_{ij}, i=1,2, j=1,2$, 利用两个旋转变换将其编码到一个空时码字:

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{11} \\ s_{22} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} x_{21} \\ x_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c & -d \\ d & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{21} \\ s_{12} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{cases} a = \cos(0.5 \arctan(0.5)) \\ b = \sin(0.5 \arctan(0.5)) \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} c = \cos(0.5 \arctan(2)) \\ d = \sin(0.5 \arctan(2)) \end{cases} \quad (14)$$

显然,Tilted-QAM 码是一类 TAST 码,从而定理1成立。经过计算,我们知道:

$$K_c = \left[\frac{(l \ ab) \cdot 2^{-N_r} + (l \ cd) \cdot 2^{-N_r}}{2} \right]^{-\frac{1}{N_t N_r}} \quad (15)$$

2.3 讨论

随着移动通信对数据业务需求的发展,未来的移动通信系统采用MIMO技术已成为必然。如何设计空时编码方案以期获得较好的误码率是MIMO系统研究的一个重点。空时编码方案的误码率,既与其分集增益有关,也与其编码增益有关。空时编码方案的编码增益又依赖于高维星座映射设计(维数为发端天线数)。在使用TAST码的MIMO系统中,由于定理1的结论,可以极大地降低寻找最优星座映射的复杂度。

3 结语

本文讨论了BI-STCM-ID系统中的星座设计问题,特别是空时编码方案采用TAST编码方案的情形。定理1的结论使

得在使用TAST码的BI-STCM-ID系统中高位星座映射设计问题得以简化,对BI-STCM-ID系统中的高维星座映射设计有较好理论意义。对于其他空时编码方案是否有同样的结论,则是我们下一步研究的课题。

参考文献:

- [1] CHINDAPOL A, RITCEY J A. Design, analysis and performance evaluation for BICM-ID with square QAM constellations in Rayleigh fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(5): 944-957.
- [2] CAIRE G, TARICCO G, BIGLIERI E. Bit interleaved coded modulation[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 1998, 44(5): 927-946.
- [3] HUANG Y, RITCEY J A. Tight BER bounds for iteratively decoded bit-interleaved space-time coded modulation[J]. IEEE Communications Letter, 2004, 8(3): 153-155.
- [4] ZHAO L, LAMPE L, HUBER J. Study of bit-interleaved coded space-time modulation with different labeling[C]// Proceedings of IEEE Information theory Workshop. Washington: IEEE Press, 2003: 199-202.
- [5] HUANG Y, RITCEY J A. Optimal constellation labeling for iteratively decoded bit-interleaved space-time coded modulation[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2005, 51(5): 1865-1870.
- [6] GAMAL H G, DAMEN M O. Universal space-time codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(5): 1097-1119.
- [7] DAMEN M O, ABED-MERAİM K, BELFIORE J C. Diagonal algebraic space-time block codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(3): 628-636.
- [8] GIRAUD X, BOUTILLON E, BELFIORE J C. Algebraic tools to build modulation schemes for fading channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1997, 43(5): 938-952.
- [9] YAO H, WORNELL G W. Structured space-time block codes with optimal diversity multiplexing tradeoff and minimum delay[C]// IEEE Global Communication Conference. Washington: IEEE Press, 2003: 1941-1945.
- [10] MOHAMMED A S, HIDAYAT W, BOSSERT M. Multidimensional 16-QAM constellation labeling of BI-STCM-ID with the alamouti scheme[C]// IEEE wireless communications and networking conference. Washington: IEEE Press, 2007: 1217-1220.
- [11] MOHAMMED A S, GONG YONG-XIANG, BOSSERT M. On Multidimensional BICM-ID with 8-PSK constellation labeling[C]// IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Washington: IEEE Press, 2007: 1-5.