

# 一族满分集度酉空时分组码

刘 陈 王庆华

(南京邮电大学电子工程系 南京 210003)

**摘要:** 对于接收端和发送端均不具备信道状态信息的 MIMO 系统, 本文将 Cayley 变换与对角块正交空时分组码结合, 提出了一种新的酉空时分组码构造方法。新构造的空时分组码适用于任意发送天线数为偶数的 MIMO 系统, 能提供满发送分集度和 1.5 符号/信道利用的信息传输率, 并可采用球检测法等低计算复杂度检测算法得到准最优的检测结果。

**关键词:** MIMO 系统; 酉空时编码; 分集度; Cayley 变换; 球检测

**中图分类号:** TN911.22

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2007)03-0652-05

## A Family of Full Diversity Unitary Space-Time Block Codes

Liu Chen Wang Qing-hua

(Department of Electronic Engineering, Nanjing University of Posts & Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract:** For MIMO systems where channel state information is not acquired either at the receiver or at the transmitter, a novel family of full diversity unitary space-time block coding scheme is proposed in this paper, which combines Cayley transformation and the Diagonal Block Orthogonal Algebraic Space-Time (DBOAST) codes. The proposed space-time block codes can be applied to MIMO systems with even number of transmit antennas, which can achieve full transmit diversity and the rate of 1.5 symbol per channel use. The decoding of the proposed codes can be implemented by the sphere decoder at low computation complexity to achieve suboptimal results.

**Key words:** MIMO systems; Unitary space-time codes; Diversity; Cayley transformation; Sphere detection

### 1 引言

空时编码能充分利用MIMO系统的信道容量, 可在不增加带宽和发送功率的情况下, 成倍地提高频谱利用率, 极大地提高信息传输速率和改善信息传输性能, 被认为是新一代移动通信系统必须采用的关键技术<sup>[1-4]</sup>。当信道变化较快以及发送或接收天线数较多时, 为了解决接收端对信道估计的困难或成本高昂等问题, 一般采用接收端不需要信道状态信息(CSI)的酉空时编码和差分传输方式。

对于酉空时编码, 文献[5]从信息论的角度研究了接收端不具备CSI时准静态瑞利衰落MIMO信道的容量问题, 根据该文结果, 文献[6]提出了接收端不需要CSI的空时分组码编码方法, 由于该空时分组码中不同天线发送的符号向量间具有相互正交的特征, 被称酉空时(UST)码; 酉空时码在传输中采用差分传输方式, 故可认为是SISO系统中DPSK调制在MIMO系统中的推广。进一步的研究成果表明<sup>[7-9]</sup>: 合理设计的酉空时码具有较好的传输性能, 当信道变化不是很快且信噪比较高时, 含酉空时码的等价信道容量逼近于MIMO系统信道容量。目前, 人们已提出了多种酉空时码编码方法<sup>[10-13]</sup>。酉空时码编码主要需要解决的问题是: 构造一种由输入信息至酉矩阵的映射, 并且得到的酉矩阵符合一定的设计准则要求; 具有比较简单的检测方法能够从接收信号中恢复

输入信息。

由于新一代移动通信系统需要支持更快的终端移动速度和更高的信息传输速率, 并采用比以往更多的发送和接收天线, 因此, 对于接收端不需要CSI的空时编码的研究显得更加重要。本文首先介绍了酉空时编码的概念及其差分传输方式, 讨论了酉空时分组码的设计准则; 其次将Cayley变换与对角块正交空时(DBOAST)分组码结合, 提出了一种新的酉空时分组码—Cayley 对角块正交空时分组码; 最后对新提出的酉空时分组码的性能进行了仿真。

### 2 酉空时分组码

对于具有 $N_T$ 根发送天线的MIMO系统, 假设信息传输率为 $R_b$  (bit pcu), 酉空时分组码用 $M = 2^{N_T R_b}$ 个不同的 $N_T \times N_T$ 的酉矩阵 $\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_{M-1}$ 表示不同的 $N_T R_b$ 个信息比特, 并采用差分方式进行信息传输。设对于酉空时分组码的第 $\tau$ 个分组, 空时编码器将 $N_T R_b$ 个输入信息比特映射为符号 $s_\tau \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ , 并根据 $s_\tau$ 选择酉矩阵 $\mathbf{V}_{s_\tau}$ ; 对 $\mathbf{V}_{s_\tau}$ 采用差分编码, 得发送空时码字矩阵:

$$\mathbf{X}_\tau = \mathbf{X}_{\tau-1} \cdot \mathbf{V}_{s_\tau} \quad (1)$$

其中信息传输开始时的 $\mathbf{X}_0 = \mathbf{I}_{N_T}$ , 它不携带任何信息, 仅作为差分传输的参考信息。如果将接收端接收到的第 $\tau$ 个分组的接收信号矩阵记为 $\mathbf{Y}_\tau$ , 则 $\mathbf{Y}_\tau$ 可表示为

$$\mathbf{Y}_\tau = \mathbf{H}\mathbf{X}_\tau + \mathbf{N}_\tau \quad (2)$$

其中  $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{N}_\tau$  为  $N_R \times N_T$  的矩阵, 分别表示第  $\tau$  个分组发送时的信道矩阵和接收噪声矩阵,  $\mathbf{H}$  中的元素为独立同分布零均值单位方差的复高斯随机变量, 而  $\mathbf{N}_\tau$  中的元素为独立同分布零均值、方差  $\sigma^2$  的复高斯随机变量。

如果信道在  $2N_T$  个符号周期内保持不变, 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_\tau &= \mathbf{H}\mathbf{X}_\tau + \mathbf{N}_\tau = \mathbf{H}\mathbf{X}_{\tau-1}\mathbf{V}_{s_\tau} + \mathbf{N}_\tau \\ &= (\mathbf{Y}_{\tau-1} - \mathbf{N}_{\tau-1})\mathbf{V}_{s_\tau} + \mathbf{N}_\tau \end{aligned} \quad (3)$$

令  $\mathbf{N}'_\tau = \mathbf{N}_\tau - \mathbf{N}_{\tau-1}\mathbf{V}_{s_\tau}$ , 则上式可改写为

$$\mathbf{Y}_\tau = \mathbf{Y}_{\tau-1}\mathbf{V}_{s_\tau} + \mathbf{N}'_\tau \quad (4)$$

该式称为差分接收方程。由于差分接收方程与信道矩阵  $\mathbf{H}$  无关, 因此, 根据该方程由当前分组和前一分组的接收信号矩阵可检测出发送符号  $s_\tau$ , 而不需要 CSI。考虑到  $\mathbf{V}_{s_\tau}$  为酉矩阵, 故  $\mathbf{N}'_\tau$  中元素为独立同分布零均值的复高斯随机变量, 因而可采用 ML 准则进行检测, 即

$$\hat{s}_\tau = \arg \min_{l=0,1,\dots,M-1} \|\mathbf{Y}_\tau - \mathbf{Y}_{\tau-1}\mathbf{V}_l\|^2 \quad (5)$$

由于  $\mathbf{N}'_\tau$  中各元素的方差为  $\mathbf{N}_\tau$  中元素方差的两倍, 因此, 理论上采用上述非相干检测酉空时分组码的性能比接收端已知 CSI 时采用相干检测空时分组码的性能差 3dB。

设  $\mathbf{A}(\mathbf{V}_l, \mathbf{V}_{l'}) = (\mathbf{V}_l - \mathbf{V}_{l'}) (\mathbf{V}_l - \mathbf{V}_{l'})^H$ ,  $\text{rank}[\mathbf{A}(\mathbf{V}_l, \mathbf{V}_{l'})] = r$ , 并将  $\mathbf{A}(\mathbf{V}_l, \mathbf{V}_{l'})$  的  $r$  个非零特征根记为  $\lambda_k (k=1, \dots, r)$ 。由文献[13]可得: 发送端发送  $\mathbf{V}_l$  而接收端误判为  $\mathbf{V}_{l'}$  的误码率  $P(\mathbf{V}_l \rightarrow \mathbf{V}_{l'})$  的上界为

$$P(\mathbf{V}_l \rightarrow \mathbf{V}_{l'}) \leq \frac{1}{2} \prod_{k=1}^r \left[ 1 + \frac{\rho^2}{4(1+2\rho)} \lambda_k \right]^{-N_R} \quad (6)$$

其中  $\rho$  为每根接收天线处的平均信噪比。当  $\rho$  较高时, 有

$$P(\mathbf{V}_l \rightarrow \mathbf{V}_{l'}) \leq \frac{1}{2} \prod_{k=1}^r \left[ \frac{\rho}{8} \lambda_k \right]^{-N_R} \quad (7)$$

由上式可得: 酉空时分组码的发送分集度为  $r$ 。当对于任意不同的  $\mathbf{V}_l$  和  $\mathbf{V}_{l'}$ ,  $\mathbf{A}(\mathbf{V}_l, \mathbf{V}_{l'})$  均满秩时, 酉空时分组码的发送分集度为  $N_T$ 。通常将发送分集度达到  $N_T$  的酉空时分组码称为满发送分集度酉空时分组码, 此时有

$$P(\mathbf{V}_l \rightarrow \mathbf{V}_{l'}) \leq \frac{1}{2} \left( \frac{\rho}{8} [\det \mathbf{A}(\mathbf{V}_l, \mathbf{V}_{l'})]^{1/N_T} \right)^{-N_T N_R} \quad (8)$$

为了使上式中误码率的上界最小化, 可得酉空时分组码基于误码率最小化的设计准则:

**秩准则** 酉空时分组码的发送分集度定义为所有不同  $\mathbf{V}_l$  和  $\mathbf{V}_{l'}$  对应矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{V}_l, \mathbf{V}_{l'})$  的秩的最小值。因此, 空时码设计时, 为得到高的发送分集度必须使该值最大化。

**行列式准则** 酉空时分组码的编码增益定义为所有不同  $\mathbf{V}_l$  和  $\mathbf{V}_{l'}$  对应矩阵  $\mathbf{A}(\mathbf{V}_l, \mathbf{V}_{l'})$  的全部非零特征根的几何平均值  $\left( \prod_{k=1}^r \lambda_k \right)^{1/r}$  的最小值。空时码设计时, 为得到大的编码增益应使该值最大化。

由上述讨论可得: 采用酉空时分组码和差分方式进行信

息传输, 需要解决以下两个问题:

(1) 编码问题。如何依照上述酉空时分组码设计准则将输入符号  $s_\tau$  变换为酉空时矩阵  $\mathbf{V}_{s_\tau}$ , 使得到的酉空时矩阵具有高发送分集度和大编码增益;

(2) 检测问题。对应于由  $s_\tau$  至  $\mathbf{V}_{s_\tau}$  的变换, 如何通过低复杂度的检测方法由差分接收方程恢复出发送符号  $s_\tau$ 。

### 3 Cayley 对角块正交代数空时分组码

本节基于作者提出的对角块正交空时(DBOAST)分组码<sup>[14]</sup>, 通过对具有特定结构的DBOAST分组码进行Cayley变换, 给出了一种新的酉空时分组码—Cayley对角块正交代数空时(C-DBOAST)分组码。

#### 3.1 DBOAST 分组码

对于发送天线为偶数的 MIMO 系统, DBOAST 分组码将每  $N_T$  输入符号组成的向量  $\mathbf{x}$  按下列步骤编码为一个  $N_T \times N_T$  的空时分组码字矩阵  $\mathbf{X}$ :

(1) 将  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]^T$  等分  $\mathbf{x}_1 = [x_1, \dots, x_{N_T/2}]^T$  和  $\mathbf{x}_2 = [x_{(N_T/2)+1}, \dots, x_{N_T}]^T$ ;

(2) 对  $\mathbf{x}_1$  和  $\mathbf{x}_2$  分别采用  $(N_T/2) \times (N_T/2)$  的满分散度旋转矩阵  $\Theta$  进行变换, 得  $\mathbf{e}_1 = [e_{11}, e_{12}, \dots, e_{1, N_T/2}]^T = \Theta \mathbf{x}_1$  和

$$\mathbf{e}_2 = [e_{21}, e_{22}, \dots, e_{2, N_T/2}]^T = \Theta \mathbf{x}_2;$$

(3) 对每一对  $[e_{1j}, e_{2j}]$  采用 Alamouti 空时码<sup>[15]</sup>进行编码,

$$\text{得 } \mathbf{X}_{\text{ALA}}^j(e_{1j}, e_{2j}) = \begin{bmatrix} e_{1j} & -e_{2j}^* \\ e_{2j} & e_{1j} \end{bmatrix};$$

(4) 将得到的 Alamouti 空时码  $\mathbf{X}_{\text{ALA}}^1, \mathbf{X}_{\text{ALA}}^2, \dots, \mathbf{X}_{\text{ALA}}^{N_T/2}$  沿主对角线排列构成空时分组码字矩阵  $\mathbf{X}_{\text{DBOAST}}(\mathbf{x})$ , 即

$$\mathbf{X}_{\text{DBOAST}}(\mathbf{x}) = \text{diag}(\mathbf{X}_{\text{ALA}}^1, \mathbf{X}_{\text{ALA}}^2, \dots, \mathbf{X}_{\text{ALA}}^{N_T/2}).$$

按上述方法构造的 DBOAST 分组码能提供 1(symbol pcu)的符号传输率, 并具有以下优点<sup>[14]</sup>:

(a) 对于准静态和快衰落信道, 能达到满发送分集度, 并具有比 DAST 分组码<sup>[16]</sup>更大的编码增益;

(b) 在保证满发送分集度情况下, 具有最小检测延迟;

(c) 具有比 DAST 分组码更大的信道容量, 并且接收天线越少, 它们之间的容量差别越明显;

(d) 如采用球检测法<sup>[17]</sup>进行检测, 基于其编码结构可将整个检测问题分解为规模只有原来一半的两个独立的检测问题, 减少了检测的计算复杂度。

#### 3.2 Cayley 变换与 Cayley 酉空时码

设  $\mathbf{C}$  为一个  $N_T$  阶方阵, 如果  $(\mathbf{I} + j\mathbf{C})^{-1}$  存在, 则  $\mathbf{C}$  的 Cayley 变换定义为

$$\mathbf{V} = (\mathbf{I} + j\mathbf{C})^{-1}(\mathbf{I} - j\mathbf{C}) \quad (9)$$

文献[13]中已证明: Cayley 变换实现了特征根不为 -1 的

酉矩阵  $\mathbf{V}$  和 Hermite 对称阵  $\mathbf{C}$  之间的变换; 且只要  $\det(\mathbf{C}' - \mathbf{C}) \neq 0$ , 则  $\det(\mathbf{V} - \mathbf{V}') \neq 0$ 。文献[13]同时给出了信息传输率为  $R_b$  (bit pcu) 的 Cayley 酉空时(C-UST)码的编码步骤:

(1) 将  $N_T R_b$  个输入信息比特映射为一个符号  $s_\tau \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ ,  $M = 2^{N_T R_b}$ ;

(2) 由  $s_\tau$  选择一个  $N_T \times N_T$  的 Hermite 对称矩阵  $\mathbf{C}_\tau$ ;

(3) 对  $\mathbf{C}_\tau$  采用 Cayley 变换, 产生酉矩阵  $\mathbf{V}_{s_\tau}$ , 即  $\mathbf{V}_{s_\tau} = (\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)^{-1}(\mathbf{I} - j\mathbf{C}_\tau)$ ;

(4) 对  $\mathbf{V}_{s_\tau}$  采用差分方式:  $\mathbf{X}_\tau = \mathbf{X}_{\tau-1} \cdot \mathbf{V}_{s_\tau}$ , 得空时码码字矩阵  $\mathbf{X}_\tau$ 。

由 Cayley 变换性质可得, 要使设计得到的 C-UST 码为满发送分集度空时码, 只需保证对于任意不同的  $s_\tau$  和  $s'_\tau$ , 对应的  $\det(\mathbf{C}_{s_\tau} - \mathbf{C}_{s'_\tau}) \neq 0$ 。

为了检测发送信息, 将  $\mathbf{C}_\tau$  的 Cayley 变换代入差分接收方程, 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_\tau &= \mathbf{Y}_{\tau-1}(\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)^{-1}(\mathbf{I} - j\mathbf{C}_\tau) + \mathbf{N}_\tau \\ &\quad - \mathbf{N}_{\tau-1}(\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)^{-1}(\mathbf{I} - j\mathbf{C}_\tau) \end{aligned} \quad (10)$$

有

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_\tau - \mathbf{Y}_{\tau-1} &= -j(\mathbf{Y}_\tau + \mathbf{Y}_{\tau-1})\mathbf{C}_\tau + \mathbf{N}_\tau(\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau) \\ &\quad - \mathbf{N}_{\tau-1}(\mathbf{I} - j\mathbf{C}_\tau) \end{aligned} \quad (11)$$

由于上式中的噪声项  $\mathbf{N}_\tau(\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau) - \mathbf{N}_{\tau-1}(\mathbf{I} - j\mathbf{C}_\tau)$  的均值为零而方差为

$$2\sigma^2(\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)(\mathbf{I} - j\mathbf{C}_\tau) = 2\sigma^2(\mathbf{I} + \mathbf{C}_\tau^2) \quad (12)$$

与  $\mathbf{C}_\tau$  有关, 各噪声项不相互独立。为了白化噪声将式(11)两边同乘  $(\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)^{-1}$ , 得

$$\begin{aligned} (\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)^{-1}(\mathbf{Y}_\tau - \mathbf{Y}_{\tau-1}) &= -j(\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)^{-1}(\mathbf{Y}_\tau + \mathbf{Y}_{\tau-1}) \\ &\quad \cdot \mathbf{C}_\tau + \mathbf{N}_\tau - \mathbf{N}_{\tau-1}\mathbf{V}_{s_\tau} \end{aligned} \quad (13)$$

由上式, 采用 ML 准则检测  $s_\tau$  可表示为

$$\hat{s}_\tau = \arg \min_{s_\tau} \left\| (\mathbf{I} + j\mathbf{C}_\tau)^{-1} [\mathbf{Y}_\tau - \mathbf{Y}_{\tau-1} + j(\mathbf{Y}_\tau + \mathbf{Y}_{\tau-1})\mathbf{C}_\tau] \right\|^2 \quad (14)$$

如果  $\mathbf{C}_\tau$  采用线性空时分组码, 则可表示为

$$\mathbf{C}_\tau = \sum_{q=1}^Q x_q \mathbf{A}_q \quad (15)$$

考虑到 C-UST 码中的  $\mathbf{C}_\tau$  为 Hermite 对称阵, 故  $\mathbf{A}_q$  为 Hermite 对称阵,  $x_q$  为实星座  $\Omega$  中信号点, 它含有  $M = 2^{N_T R_b / Q}$  ( $Q$  取值使  $N_T R_b / Q$  为整数)。

将式(15)代入式(14), 可得  $x_q$  的检测为

$$\begin{aligned} \hat{x}_q &= \arg \min_{x_q \in \Omega} \left\| \left[ \mathbf{I} + j \sum_{q=1}^Q x_q \mathbf{A}_q \right]^{-1} \right. \\ &\quad \cdot \left. \left[ \mathbf{Y}_\tau - \mathbf{Y}_{\tau-1} + j(\mathbf{Y}_\tau + \mathbf{Y}_{\tau-1}) \sum_{q=1}^Q x_q \mathbf{A}_q \right] \right\|^2 \end{aligned} \quad (16)$$

由于上式目标函数中存在  $\left[ \mathbf{I} + j \sum_{q=1}^Q x_q \mathbf{A}_q \right]^{-1}$  因子, 不是待检测

符号  $x_q$  的二次函数, 因此, 直接检测十分困难。为了简化检测, 如果忽略式(11)中噪声项各元素间的相关性, 则式(16)所示的检测问题可简化为

$$\hat{x}_q = \arg \min_{x_q \in \Omega} \left\| \mathbf{Y}_\tau - \mathbf{Y}_{\tau-1} + j(\mathbf{Y}_\tau + \mathbf{Y}_{\tau-1}) \sum_{q=1}^Q x_q \mathbf{A}_q \right\|^2 \quad (17)$$

此时, 目标函数为  $x_q$  的二次函数, 可采用球检测法等各种检测方法进行检测。文献[13]中将采用式(17)的检测称为线性化 ML 检测, 而将采用式(16)的检测称为精确 ML 检测。

C-UST 码利用 Cayley 变换给出了一种酉空时分组码编码方法, 该方法具有以下优点:

(1) 利用 Cayley 变换性质, 将满发送分集度酉空时分组码设计问题, 转化为具有 Hermite 对称性矩阵的满发送分集度空时分组码设计问题;

(2) 采用线性化 ML 检测方法, 能利用球检测法等进行检测, 得到准最优的检测结果。

但是, 对于如何将输入符号  $s_\tau$  变换 Hermite 对称矩阵  $\mathbf{C}_\tau$ , 文献[13]没有给出一般的解决方法。

### 3.3 C-DBOAST 分组码的构造和性质

在介绍 C-DBOAST 分组码之前, 先考察具有两根发送天线的 MIMO 系统以及 Alamouti 空时码。Alamouti 空时码将每两个输入符号组成的向量  $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$  编码为一个空时码码字矩阵:

$$\mathbf{C}_{\text{ALA}}(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1R} + jx_{1I} & -x_{2R} + jx_{2I} \\ x_{2R} + jx_{2I} & x_{1R} - jx_{1I} \end{bmatrix} \quad (18)$$

如果上式中令  $x_{1R} = 0$ , 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{\text{ALA}}(x_1, x_2) &= \begin{bmatrix} jx_{1I} & -x_{2R} + jx_{2I} \\ x_{2R} + jx_{2I} & -jx_{1I} \end{bmatrix} \\ &= j \underbrace{\begin{bmatrix} x_{1I} & jx_{2R} + x_{2I} \\ -jx_{2R} + x_{2I} & -x_{1I} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \end{aligned} \quad (19)$$

此时, 该式中的矩阵  $\mathbf{C}$  为 Hermite 对称矩阵, 因此, 对矩阵  $\mathbf{C}$  进行 Cayley 变换得到的矩阵为酉矩阵。设对应于不同的  $(x_{1I}, x_{2R} + jx_{2I})$  和  $(x'_{1I}, x'_{2R} + jx'_{2I})$  的 Hermite 对称矩阵分别为  $\mathbf{C}$  和  $\mathbf{C}'$ , 经 Cayley 变换得到的酉矩阵分别为  $\mathbf{V}$  和  $\mathbf{V}'$ , 有

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{C} - \mathbf{C}') &= -\left[ (x_{1I} - x'_{1I})^2 + (x_{2I} - x'_{2I})^2 + (x_{2R} - x'_{2R})^2 \right] \\ &\neq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

由 Cayley 变换性质可得:  $\det(\mathbf{V} - \mathbf{V}') \neq 0$ , 因此, 得到的酉空时分组码为满发送分集度酉空时分组码。

为了描述问题的方便, 令  $\alpha_1 = x_{1I}$ ,  $\alpha_2 = x_{2I}$ ,  $\alpha_3 = x_{2R}$ , 由于  $\alpha_1, \alpha_2$  和  $\alpha_3$  为实数, 可认为它们是通过输入比特信息采用实星座  $\Omega$  调制得到的, 此时, Hermite 对称矩阵  $\mathbf{C}$  可写为

$$\mathbf{C} = \sum_{q=1}^3 \alpha_q \mathbf{A}_q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \alpha_1 + \begin{bmatrix} 0 & j \\ -j & 0 \end{bmatrix} \alpha_2 + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \alpha_3 \quad (21)$$

由上式可得: 按上述方法构造的酉空时分组码的符号传输率为  $1.5(\text{symbol pcu})$ , 信息传输率为  $1.5 \log_2 M (\text{bit pcu})$ 。

当发送天线数  $N_T > 2$  且为偶数时, 为了构造满发送分散度酉空时分组码, 下面将 DBOAST 分组码的思想应用到 C-UST 码, 给出 C-DBOAST 分组码。新提出的 C-DBOAST 分组码可按下面方法构造:

(1) 对于第  $\tau$  个分组, 将  $1.5 N_T \log_2 M$  个输入比特采用实星座  $\Omega$  映射为  $1.5 N_T$  个符号, 记为  $\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{1.5N_T}]^T$ ;

(2) 将  $\beta$  等分  $\beta_1 = [\beta_1, \dots, \beta_{0.5N_T}]^T$ 、 $\beta_2 = [\beta_{0.5N_T+1}, \dots, \beta_{N_T}]^T$  和  $\beta_3 = [\beta_{N_T+1}, \dots, \beta_{1.5N_T}]^T$ ;

(3) 对  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  和  $\beta_3$  分别采用  $(N_T/2) \times (N_T/2)$  实满分散度旋转矩阵  $\theta$  进行变换, 得  $\alpha_1 = [\alpha_{11}, \alpha_{12}, \dots, \alpha_{1,0.5N_T}]^T$ ,  $\alpha_2 = [\alpha_{21}, \alpha_{22}, \dots, \alpha_{2,0.5N_T}]^T$  和  $\alpha_3 = [\alpha_{31}, \alpha_{32}, \dots, \alpha_{3,0.5N_T}]^T$ ;

(4) 对每一个 3 元组  $[\alpha_{1i}, \alpha_{2i}, \alpha_{3i}] (1 \leq i \leq 0.5N_T)$ , 构造得矩阵  $C^i(\alpha_{1i}, \alpha_{2i}, \alpha_{3i}) = \begin{bmatrix} \alpha_{1i} & j\alpha_{2i} + \alpha_{3i} \\ -j\alpha_{2i} + \alpha_{3i} & -\alpha_{1i} \end{bmatrix}$ ;

(5) 将得到的  $C^1, C^2, \dots, C^{0.5N_T}$  沿对角线排列构成 Hermite 对称空时分组码阵  $C_\tau$ , 即  $C_\tau = \text{diag}(C^1, C^2, \dots, C^{0.5N_T})$ ;

(6) 对得到的矩阵  $C_\tau$  进行 Cayley 变换, 得酉空时矩阵  $V_\tau = (I + jC_\tau)^{-1}(I - jC_\tau)$ 。

按上述方法得到的 C-DBOAST 分组码具有如下性质:

**传输率** 在  $N_T$  个符号周期内传输了  $1.5 N_T$  个实符号, 因此, 它提供  $1.5(\text{symbol pcu})$  的符号传输率或  $1.5 \log_2 M (\text{bit pcu})$  的信息传输率;

**发送分散度** 如果采用的旋转矩阵为满分散度旋转矩阵, 则当  $\beta_i, \beta'_i \in \Omega^{0.5N_T}$  且  $\beta_i \neq \beta'_i$ ,  $\alpha_i = \theta\beta_i$ ,  $\alpha'_i = \theta\beta'_i$  时,  $\alpha_i - \alpha'_i$  的任意分量  $\alpha_{ij} (1 \leq j \leq 0.5N_T)$  均不为零。因此有对于任意不同的  $\beta$  和  $\beta'$ , 设对应的 Hermite 对称空时分组码阵分别为  $C$  和  $C'$ , 由 C-DBOAST 分组码的编码结构, 可得

$$\det(C - C') = (-1)^{0.5N_T} \prod_{i=1}^{0.5N_T} \left[ (\alpha_{1i} - \alpha'_{1i})^2 + (\alpha_{2i} - \alpha'_{2i})^2 + (\alpha_{3i} - \alpha'_{3i})^2 \right] \neq 0 \quad (22)$$

因此, C-DBOAST 分组码为满发送分散度酉空时分组码。

**检测复杂性** 由于 C-DBOAST 分组码是一种特殊形式的 C-UST 码, 因此, 可由式(16)得到精确 ML 检测结果; 也可由式(17)采用线性化 ML 检测得到准最优的检测结果, 但此时可采用球检测法等进行检测, 具有较低的计算复杂度。

### 4 模拟结果

为了验证本文提出的 C-DBOAST 分组码的性能, 进行了一些仿真工作。图 1 和图 2 分别给出了  $N_T = 4$ ,  $N_R = 1$

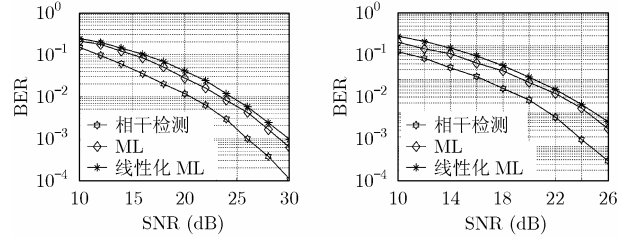


图 1 当  $N_T = 4$ ,  $N_R = 1$ ,  $R_b = 3 (\text{bit pcu})$  时 C-DBOAST 分组码的性能

图 2 当  $N_T = 4$ ,  $N_R = 2$ ,  $R_b = 3 (\text{bit pcu})$  时 C-DBOAST 分组码的性能

和 2 的平均误比特率曲线, 由图可看出: 当接收端具备完全 CSI 并采用相干检测时, 传输性能比采用差分传输方式非相干检测得到的精确 ML 检测好大约 3dB; 而非相干检测中, 采用球检测法的线性化 ML 检测的性能比采用枚举法得到的精确 ML 检测差 1dB 左右, 但采用球检测法当系统工作于中或高信噪比时, 其平均计算复杂度较低, 为  $O[(1.5N_T)^3]$ , 而精确 ML 检测的计算复杂度为  $O[(M)^{1.5N_T}]$ 。图 3 给出了  $N_T = 4, 6$ ,  $N_R = 1, 2$  时的 C-DBOAST 分组码的误比特率曲线。以上仿真中星座均选取为  $\Omega = [-\sqrt{2} - 1, -\sqrt{2} + 1, \sqrt{2} - 1, \sqrt{2} + 1]$ ; 对于  $N_T = 4$ , 旋转矩阵  $\theta$  选取为

$$\theta = \frac{1}{\sqrt{1+\lambda^2}} \begin{bmatrix} 1 & -\lambda \\ \lambda & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中参数  $\lambda$  采用计算机搜索得, 当  $\lambda = (\sqrt{5} \pm 1)/2$  时, 编码增益达到最大; 而对于  $N_T = 6$ ,  $\theta$  选取为

$$\theta = \begin{bmatrix} a & b & c \\ b & c & a \\ -c & -a & -b \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中  $a = \frac{1+\lambda}{1+\lambda+\lambda^2}$ ,  $b = \lambda a$ ,  $c = \frac{-\lambda}{1+\lambda} a$ , 其中参数  $\lambda$  采用计算机搜索, 当  $\lambda = -2.24698$  时, 编码增益达到最大。

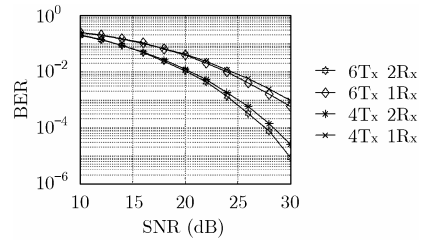


图 3 当  $R_b = 3 (\text{bit pcu})$  时不同 MIMO 系统 C-DBOAST 分组码的性能比较

### 5 结束语

本文将 Cayley 变换与对角块正交空时(DBOAST)分组码结合, 提出了一种新的酉空时分组码编码方法。按照该方法得到的酉空时分组码, 继承了 DBOAST 分组码的优点, 可用于任意发送天线数为偶数的 MIMO 系统, 能提供满发送分散度, 并以  $1.5$  符号/每信道利用的符号传输率传输信息; 利用 Cayley 变换的性质, 能采用球检测算法等低计算复杂度的检测算法获得准最优的检测结果。

## 参 考 文 献

- [1] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998, 44(3): 744–765.
- [2] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(5): 1456–1467.
- [3] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communication*, 1998, 6(3): 311–335.
- [4] Telatar E. Capacity of multiantennas Gaussian channels. *Europ. Trans. Telecommu.*, 1995, 10(5): 585–595.
- [5] Marzetta T L and Hochwald B M. Capacity of a mobile multiple-antenna communication in Rayleigh flat-fading. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(1): 137–157.
- [6] Hochwald B M and Marzetta T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2000, 46(3): 543–563.
- [7] Marzetta T L, Hassibi B, and Hochwald B M. Structured unitary space-time autocoding constellations. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2002, 48(4): 942–950.
- [8] Zheng L and Tse D. Communication on the Grassman manifold: A geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2002, 48(2): 359–383.
- [9] Hassibi B and Marzetta T L. Multiple-antenna and isotropically-random unitary input: The received signal density in closed-form. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2002, 48(6): 1473–1484.
- [10] Tarokh V and Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(6): 1169–1174.
- [11] Jafarkhani H and Tarokh V. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, 47(6): 2626–2631.
- [12] Hochwald B M, Marzetta T L, and Richardson T, *et al.* Systematic design of unitary space-time constellations. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2000, 46(9): 1962–1973.
- [13] Hassibi B and Hochwald B M. Cayley differential unitary space-time codes. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2002, 48(9): 1485–1503.
- [14] Liu Chen, Wu Zhenyang, and Zhao Hua-an. Diagonal block orthogonal algebraic space-time block codes. *IEICE Trans. on Information and Systems*, 2005, 88(7): 1457–1459.
- [15] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451–1458.
- [16] Damen M O, Abed-Meraim K, and Belfiore J. Diagonal algebraic space-time block codes. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2002, 48(3): 628–636.
- [17] Viterbo E and Boutros J. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(7): 1639–1642.
- 刘 陈: 男, 1963年生, 教授, 博士, 主要研究方向为通信信号处理.
- 王庆华: 男, 1978年生, 硕士, 研究方向为空时编码.