

## 基于预编码的全码率准正交空时分组码

龚政委<sup>①</sup> 张太镒<sup>①</sup> 张蕊萍<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049)

<sup>②</sup>(兰州交通大学信电学院 兰州 730070)

**摘要:** 针对传统八天线全码率准正交空时分组码解码复杂度高的问题, 该文提出了两种基于预编码的传输方案。利用四天线正交码扩展得到新的八天线准正交码, 结合两个反馈相位信息构成的预编码矩阵, 使信道矩阵正交化, 消除码间串扰, 实现码元独立最大似然解码。发送端采用交织技术, 进一步提高了性能, 实现了双码元联合最大似然解码。和获得满分集增益的星座图旋转方案不同, 预编码方案最大程度上减少了码间串扰, 提高准正交码的性能。仿真结果表明, 基于预编码的两种准正交码性能好于星座图旋转准正交码, 而且降低了解码复杂度。

**关键词:** 预编码; 交织; 准正交空时分组码; 全码率

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)05-1163-04

## Precoding-Based Full Rate Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes

Gong Zheng-wei<sup>①</sup> Zhang Tai-yi<sup>①</sup> Zhang Rui-ping<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

<sup>②</sup>(School of Information and Electronic Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** Due to the high decoding complexity of the conventional full rate Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code (QOSTBC) over eight transmit antennas, two precoding-based transmit schemes are proposed. The new QOSTBC is extended from the OSTBC over four antennas. With the precoding matrix constructed with the two phase feedbacks, the orthogonalization of channel matrix cancels the Inter-Symbol Interference (ISI). The Maximum Likelihood (ML) decoding of independent symbol is realized. An extra performance improvement is achieved with the interleaving at the transmitter. Meanwhile, the ML decoding of two joint symbols is carried out. Unlike the constellation rotation scheme for the full diversity, the precoding scheme improves the performance of QOSTBC with reducing ISI to the most extent. Simulation results show that two precoding-based QOSTBCs outperform the conventional QOSTBC with constellation rotation and achieve the lower decoding complexity.

**Key words:** Precoding; Interleaving; Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code; Full rate

### 1 引言

基于多天线系统支持高速率数据传输的空时编码(Space-Time Coding, STC)受到越来越广泛的关注。正交空时分组码<sup>[1, 2]</sup>(Orthogonal Space-Time Block Code, OSTBC)获得最大的发射分集增益, 实现码元独立最大似然解码。在天线数超过2的发射系统上, 利用复星座图设计码率超过1/2的正交码十分困难。Jafarkhani H等人提出的准正交空时分组码(QOSTBC)<sup>[3-5]</sup>以分集增益降低和解码复杂度增加为代价提高了传输码率。文献[4-6]提出了获得满分集增益的星座图旋转方案, 提高了性能。但解码复杂度问题依然存在。近来, 文献[7, 8]中提出的基于相位反馈的闭环准正交空时分组码既提高了性能又降低了解码复杂度。为了把这一方法扩展到更多天线的系统, 本文从八天线准正交码讨论了更复杂的多交叉项归零。对于两个不同的八天线全码率准正交码, 由两个相位信息构成的预编码矩阵对同一天线上的所有码

元旋转相同角度, 最大限度减少了码间串扰, 实现了准正交码解码复杂度的降低, 并且提高了性能。

### 2 系统模型

考虑一个收发天线数分别为  $M, N$  的 MIMO 系统, 在  $T$  个连续时隙间隔内发送一个  $T \times M$  维的码字矩阵  $C$ 。在第  $k$  ( $1, 2, \dots, T$ ) 个时隙, 从发射天线  $i$  ( $1, 2, \dots, M$ ) 到接收天线  $j$  ( $1, 2, \dots, N$ ) 之间的信道增益系数为  $h_{ij}(k)$ 。假设信道为准静态衰落, 信道增益系数在传输同一个码字矩阵的  $T$  个时隙间隔内保持不变, 在传输不同码字矩阵之间随机变化。在发送  $C$  的过程中, 信道增益系数可简写成  $h_{ij}$ 。各收发天线之间相互独立, 信道增益系数为服从均值为 0, 实部和虚部的方差都为 0.5 独立一致分布的复高斯随机变量。

给定一个码字矩阵  $C$ , 接收信号矩阵表示为

$$Y = CH + W \quad (1)$$

式中  $W$  表示加性白噪声矩阵, 元素  $w_{ij}$  服从独立一致的复高斯分布, 均值为 0, 实部和虚部的方差均为  $\sigma^2/2$ , 噪声

方差  $\sigma^2 = E[w_{kj}w_{kj}^*]$ ,  $w_{kj}^*$  为  $w_{kj}$  的共轭。 $\mathbf{H}$  表示信道矩阵, 在不影响本文分析的基础上, 假设接收天线数为 1, 则  $\mathbf{H}$  简化为一个列向量, 并且接收端已知信道信息, 发送端已知有限个相位信息。

### 3 准正交空时分组码

全码率四天线准正交码<sup>[3]</sup>是利用 Alamouti 正交码<sup>[1]</sup>扩展得到, 文献[7, 8]利用一个相位反馈信息, 使信道矩阵的单交叉项归零, 消除了码间串扰, 提高了准正交码的性能。随着天线的增加, 交叉项越来越多, 本文以八天线系统为例, 讨论多天线系统中的多交叉项归零问题, 减少码间串扰。由四天线正交码得到新的全码率八天线准正交码

$$\mathbf{C}_8 = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 & c_7 & c_8 \\ -c_2^* & c_1^* & -c_4^* & c_3^* & -c_6^* & c_5^* & -c_8^* & c_7^* \\ -c_1 & -c_2 & c_3 & c_4 & -c_5 & -c_6 & c_7 & c_8 \\ c_2^* & -c_1^* & -c_4^* & c_3^* & c_6^* & -c_5^* & -c_8^* & c_7^* \\ -c_5^* & -c_6^* & -c_7^* & -c_8^* & c_1^* & c_2^* & c_3^* & c_4^* \\ c_6 & -c_5 & c_8 & -c_7 & -c_2 & c_1 & -c_4 & c_3 \\ c_5^* & c_6^* & -c_7^* & -c_8^* & -c_1^* & -c_2^* & c_3^* & c_4^* \\ -c_6 & c_5 & c_8 & -c_7 & c_2 & -c_1 & -c_4 & c_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中  $c_i (i = 1, \dots, 8)$  为发送的码元。

和分组码解码一样, 对接收信息进行线性处理, 把发送码字矩阵的准正交特性转移给信道矩阵。在接收天线数为 1 时, 接收信息可表示为  $\overline{\mathbf{H}}\mathbf{c} + \overline{\mathbf{w}}$ 。其中:  $\overline{\mathbf{H}}$  表示以信道系数  $h_i (i = 1, \dots, 8)$  构成的信道矩阵;  $\mathbf{c}$  和  $\overline{\mathbf{w}}$  分别为码元向量和新的噪声向量。通过线性变换, 得到

$$\mathbf{y} = \Delta_c \mathbf{c} + \mathbf{w} \quad (3)$$

式中  $\mathbf{w} = \overline{\mathbf{H}}^H \overline{\mathbf{w}}$ , 且

$$\Delta_c = \overline{\mathbf{H}}^H \overline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_1 & 0 & 0 & -\beta_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_2 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_2 & 0 & 0 & -\beta_2 & 0 \\ 0 & -\beta_1 & 0 & 0 & \alpha_1 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\beta_2 & 0 & 0 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= 2(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2) \\ \alpha_2 &= 2(|h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2) \\ \beta_1 &= 4\text{Re}\{h_1 h_6^* - h_2 h_5^*\} \\ \beta_2 &= 4\text{Re}\{h_3 h_8^* - h_4 h_7^*\} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中  $\text{Re}\{\cdot\}$  表示实部。

由式(5)看出, 新码字矩阵所对应矩阵  $\Delta_c$  有两个互相独立的交叉项, 因此, 利用下一节的预编码使信道矩阵正交, 消除码间串扰, 获得最小复杂度的独立码元最大似然解码。

码字矩阵  $\mathbf{C}_8$  在获得全码率的同时, 每个码元只经历了一半的发送天线, 为了进一步改善性能, 使用交织发送, 使每个码元等价地经历所有发送天线, 对于发送八个码元  $s_i (i = 1, \dots, 8)$ , 式(2)中的发送信息变为

$$\left. \begin{aligned} c_1 &= (s_1 + s_2)/\sqrt{2} & c_5 &= (s_5 + s_6)/\sqrt{2} \\ c_2 &= (s_3 + s_4)/\sqrt{2} & c_6 &= (s_7 + s_8)/\sqrt{2} \\ c_3 &= (s_1 - s_2)/\sqrt{2} & c_7 &= (s_5 - s_6)/\sqrt{2} \\ c_4 &= (s_3 - s_4)/\sqrt{2} & c_8 &= (s_7 - s_8)/\sqrt{2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

从而得到交织准正交码  $\mathbf{S}_8$ 。经过类似的线性变换和代数运算, 接收信息表示为

$$\hat{\mathbf{y}} = \Delta_s \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (7)$$

式中  $\mathbf{s}$  为码元向量,  $\Delta_s$  为

$$\Delta_s = \begin{bmatrix} \alpha & \gamma_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \gamma_2 & \gamma_3 \\ \gamma_1 & \alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & \gamma_3 & \gamma_2 \\ 0 & 0 & \alpha & \gamma_1 & -\gamma_2 & -\gamma_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_1 & \alpha & -\gamma_3 & -\gamma_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma_2 & -\gamma_3 & \alpha & \gamma_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma_3 & -\gamma_2 & \gamma_1 & \alpha & 0 & 0 \\ \gamma_2 & \gamma_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & \gamma_1 \\ \gamma_3 & \gamma_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & \gamma_1 & \alpha \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \sum_{i=1}^8 |\tilde{h}_i|^2 \\ \gamma_1 &= 2\text{Re}\{\tilde{h}_1 \tilde{h}_2^* + \tilde{h}_3 \tilde{h}_4^* + \tilde{h}_5 \tilde{h}_6^* + \tilde{h}_7 \tilde{h}_8^*\} \\ \gamma_2 &= 2\text{Re}\{\tilde{h}_1 \tilde{h}_7^* + \tilde{h}_2 \tilde{h}_8^* - \tilde{h}_3 \tilde{h}_5^* - \tilde{h}_4 \tilde{h}_6^*\} \\ \gamma_3 &= 2\text{Re}\{\tilde{h}_1 \tilde{h}_8^* + \tilde{h}_2 \tilde{h}_7^* - \tilde{h}_3 \tilde{h}_6^* - \tilde{h}_4 \tilde{h}_5^*\} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中  $\tilde{h}_i, i = 1, \dots, 8$  是由信道系数  $h_i$  经过与式(6)类似的线性变换得到。由式(9)看出, 准正交码  $\mathbf{S}_8$  使发送同一码元的天线数达到最大, 但存在 3 个非独立交叉项。可见, 不同的发送矩阵所对应的交叉项个数和表达式并不相同。

### 4 相位反馈预编码

前面分别分析了两种准正交码的交叉项, 需要利用预编码, 解决多交叉项归零问题, 减少码间串扰, 降低最大似然解码复杂度。由式(4)的稀疏结构可知, 只有当  $\beta_1$  和  $\beta_2$  同时为 0, 信道矩阵正交。式(5)中交叉项  $\beta_1$  和  $\beta_2$  的表达式表明两者相互独立, 等价于两个独立单交叉项归零问题。分别选择合适的相位, 使之归零。对于  $\beta_1$ , 所选相位为  $\theta_1$ , 相应地,  $h_1$  和  $h_2$  乘上  $e^{j\theta_1} (j = (-1)^{1/2})$ ,  $\beta_1$  变为

$$\beta_1 = 2e^{j\theta_1} (h_1 h_6^* - h_2 h_5^*) + [2e^{j\theta_1} (h_1 h_6^* - h_2 h_5^*)]^* \quad (10)$$

显然, 确保式(10)为 0 的条件是  $e^{j\theta_1} (h_1 h_6^* - h_2 h_5^*)$  为纯虚数, 因此可选

$$\theta_1 = \pi/2 - \angle(h_1 h_6^* - h_2 h_5^*) \quad (11)$$

式中  $\angle(\cdot)$  表示一个复数的相角。同理, 选择相角

$$\theta_2 = \pi/2 - \angle(h_3 h_8^* - h_4 h_7^*) \quad (12)$$

来旋转  $h_3$  和  $h_4$ , 使交叉项  $\beta_2$  归零。对角化后的矩阵  $\Delta_c$  确保信道矩阵的正交性, 完全消除码间串扰, 实现码元独立最大似然解码, 在大小为  $\chi$  的复星座图上, 总搜索点数为  $8\chi$ , 计算复杂度为  $o(8\chi)$ 。

由信道矩阵和码字矩阵特征互换可知, 对信道系数旋转的本质是对发送码元进行旋转, 通过预编码矩阵来实现每个天线上发送的所有码元旋转相同的相位, 这和文献[4-6]对不同码元旋转不同相位的星座图旋转方案有本质区别。因此, 和码字矩阵  $C_s$  对应的预编码矩阵为

$$\Gamma_c = \text{diag}\{e^{j\theta_1}, e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, e^{j\theta_2}, 1, 1, 1, 1\} \quad (13)$$

式中  $\text{diag}\{\cdot\}$  为对角阵运算。容易看出, 由  $\Gamma_c$  预编码的发送码字矩阵的分集增益和编码增益并没有改变, 这和获得满分集增益的星座图旋转方案是有本质区别的。

再来分析交织准正交码  $S_s$  所对应的信道信息矩阵  $\Delta_s$ , 3 个不同的交叉项都由所有的信道系数构成, 并不独立, 用两个相位信息, 对不同信道系数进行相位旋转, 不能使 3 个交叉项同时归零。但是, 通过计算发现, 选择两个适当的相角, 可以使其中任何两个同时归零。不失一般性, 假设相角  $\phi_1$  和  $\phi_2$  使  $\Delta_s$  中  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  归零。信道系数  $\tilde{h}_1$  和  $\tilde{h}_3$  乘上  $e^{j\phi_1}$ ,  $\tilde{h}_6$  和  $\tilde{h}_8$  乘上  $e^{j\phi_2}$ ,  $\tilde{h}_2$  和  $\tilde{h}_4$  乘上  $e^{j(\phi_1+\phi_2)}$ , 式(9)中  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  变为

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= 2\text{Re}\left\{e^{j(\phi_2-\phi_1)}(\tilde{h}_1\tilde{h}_2^* + \tilde{h}_3\tilde{h}_4^* + \tilde{h}_5\tilde{h}_6^* + \tilde{h}_7\tilde{h}_8^*)\right\} \\ \gamma_2 &= 2\text{Re}\left\{e^{j\phi_2}(\tilde{h}_1\tilde{h}_7^* + \tilde{h}_2\tilde{h}_8^* - \tilde{h}_3\tilde{h}_5^* - \tilde{h}_4\tilde{h}_6^*)\right\} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

和前面的推导类似, 使式(14)归零的相角必须满足

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= \phi_2 + \angle(\tilde{h}_1\tilde{h}_2^* + \tilde{h}_3\tilde{h}_4^* + \tilde{h}_5\tilde{h}_6^* + \tilde{h}_7\tilde{h}_8^*) - \pi/2 \\ \phi_2 &= \pi/2 - \angle(\tilde{h}_1\tilde{h}_7^* + \tilde{h}_2\tilde{h}_8^* - \tilde{h}_3\tilde{h}_5^* - \tilde{h}_4\tilde{h}_6^*) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

同理, 对于交织准正交码的预编码矩阵为

$$\Gamma_s = \text{diag}\{1, e^{j(\phi_1-\phi_2)}, 1, e^{j(\phi_1-\phi_2)}, e^{j\phi_2}, e^{j\phi_1}, e^{j\phi_2}, e^{j\phi_1}\} \quad (16)$$

此时, 信道矩阵  $\Delta_s$  只剩一个非零交叉项, 减少了码间串扰。解码变为四组双码元  $\{c_1, c_8\}, \{c_2, c_7\}, \{c_3, c_6\}, \{c_4, c_5\}$  的联合最大似然解码, 对于大小为  $\chi$  的复星座图, 总搜索点数为  $4\chi^2$ , 计算复杂度为  $o(4\chi^2)$ 。而文献[4-5]中的准正交码的解码为两组四码元联合最大似然解码, 总搜索点数为  $2\chi^4$ , 计算复杂度为  $o(2\chi^4)$ 。

### 5 仿真结果

本文通过计算机 Monte-Carlo 仿真, 验证了几种准正交空时分组的性能。和文献[4,5]仿真环境一样, 发送天线和接收天线数目分别为  $M = 8$  和  $N = 1$ , 发送端的基带调制方式为 QPSK, 系统性能用误比特率 BER 随信噪比 SNR 变化的曲线来衡量。

图 1 给出了预编码准正交空时分组码  $C_s$  和旋转角度为  $\pi/4$  的星座旋转准正交码<sup>[4,5]</sup>的性能比较。由图看出, 预编码准正

交码的性能比旋转准正交码略好。这是由于信道信息矩阵两个独立交叉项全部归零, 消除了码间串扰, 并且实现了码元独立最大似然解码, 计算复杂度为  $o(8\chi)$ , 比后者四码元联合最大似然解码的复杂度  $o(2\chi^4)$  低的多。另外图 1 也给出了相位估计误差对误码率性能的影响, 其中误差分布为  $[-\pi/10, \pi/10]$  之间的均匀分布。

图 2 表示预编码准正交空时分组码通过交织发送以后的性能改进。同样利用两个理想的反馈相位信息, 交织后的码  $S_s$  比  $C_s$  在 BER =  $10^{-4}$  时, 获得大约 1dB 的性能增益。这是因为  $C_s$  使得任一码元等价经历所有发送天线, 且预编码矩阵使信道信息矩阵中的两个非独立交叉项归零, 消除了大部分的码间串扰, 提高了性能。接收端实现了双码元联合最大似然解码, 复杂度  $o(4\chi^2)$  要比  $C_s$  的  $o(8\chi)$  稍高, 但比旋转星座准正交码的  $o(2\chi^4)$  要低。

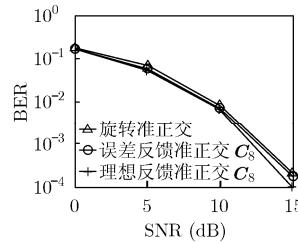


图 1 旋转准正交和预编码准正交空时分组性能比较

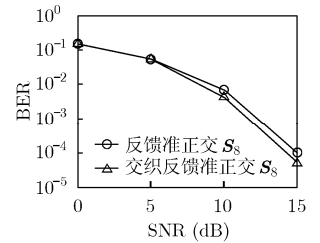


图 2 两种预编码准正交空时分组的性能

### 6 结束语

本文以两种新的预编码八天线准正交空时分组码为例, 讨论了多天线全码率准正交码的多交叉项归零问题, 减少码间串扰来获得性能改善。由四天线正交码构造八天线准正交码, 利用两个相位反馈信息来对发送码字矩阵进行预编码, 使得信道正交化, 消除码间串扰, 实现最小复杂度的最大似然解码。再用交织发送, 进一步提高性能。和星座旋转准正交空时分组码相比, 预编码准正交码降低了解码复杂度, 提高了性能。对于天线数目超过 4, 少于 8 的一般发射系统, 删除原准正交码中的若干列, 容易得到相应的码字矩阵仍然为准正交结构, 且解码复杂度不变。

### 参考文献

- [1] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J on Select Areas Commun*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans on Inform Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [3] Jafarkhani H. A quasi-orthogonal space-time block code. *IEEE Trans on Commun*, 2001, 49(1): 1-4.
- [4] Sharma N and Papadias C B. Full-rate full-diversity linear quasi-orthogonal space-time codes for any number of transmit antennas. *EURASIP Journal on Applied Signal*

- Processing*, 2004, 2004(9): 1246-1256.
- [5] Su Weifeng and Xia XiangGen. Signal constellations for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity. *IEEE Trans Inform on Theory*, 2004, 50(10): 2331-2347.
- [6] Dalton Lori A and Georghiades Costas N. A full-rate, full-diversity four-antenna quasi-orthogonal space-time block code. *IEEE Trans on Wireless Commun*, 2005, 4(2): 363-366.
- [7] Rouquette S, Merigeault S, and Gosse K. Orthogonal full diversity space-time block coding based on transmit channel state information for 4 Tx antennas. *IEEE Proc Int Conf Commun*, New York, 2002, Vol.1: 558-562.
- [8] Milleth J Klutto, Giridhar K, and Jalihal Devendra. On channel orthogonalization using space-time block coding with partial feedback. *IEEE Trans on Commun*, 2006, 54(6): 1121-1130.
- 龚政委: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为MIMO系统中的空时编码和调制技术等.
- 张太镒: 男, 1944年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字信号处理、宽带网络通信和图像处理技术.
- 张蕊萍: 女, 1974年生, 博士生, 讲师, 研究方向为无线通信信号处理、统计信号处理.