

一种优化的准正交空时分组码预编码方法*

张江林¹, 孙景芳², 杨平²

(1. 哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001;
2. 武汉船舶通信研究所, 湖北 武汉 430079)

摘要: 基于准正交空时分组码的时域均衡技术提出一种新的块预编码方法。该方法将平坦衰落信道符号编码扩展到时域上数据块编码, 构造了一种嵌入式准正交结构, 从而简化了接收端信号处理, 降低了复杂度。同时, 对准正交空时分组码部分解耦和全解耦两种方式进行了比较, 蒙特卡罗仿真结果证明了该方法的优势。

关键词: 预编码; 分集; 准正交空时分组码; 解耦

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

Optimized pre-coding method in space-time codes system

ZHANG Jiang Lin¹, SUN Jing Fang², YANG Ping²

(1. Information and Communication Engineering College, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
2. Wuhan Marine Communication Institute, Wuhan 430079, China)

Abstract: The proposed schemes presents a new block precoding method based on time domain equalization for QO-STBC and extends the original symbol-level scheme developed for flat-fading channels to a block-level implementation in the time domain. Receiver structures exploits the embedded quasi-orthogonal structure to design low-complexity receivers. This paper also compares partial decoupling with full decoupling. Monte Carlo simulation results confirm the superiority of proposed scheme.

Key words: precoding; diversity; QO-STBC; decoupling

Jafarkhani, Apadiaz 和 Foschini, Tirkkonen 提出了四天线准正交空时分组码(QO-STBC), 这种编码牺牲了分组码正交性, 但可以获得速率为 1 的全速率, 如果采用星座图旋转(R-QO-STBC)还可以实现全分集。该方法编码符号分别来自于原星座和旋转后的星座, 通过优化旋转角度可以获得全速率^[1]。因为 QO-STBC 是在平坦衰落信道下提出的编码方法, 所以如何将其应用到频率选择衰落信道是一个值得研究的问题。频率选择衰落信道的弥散特性导致了符号干扰(ISI), 从而引起性能下降, 各种用于单输入单输出(SISO)的均衡技术被应用到多输入多输出(MIMO)中。这些均衡技术中, 时间反转(TR)均衡技术是最近研究的热点。基于这种技术, 本文提出了一种新的块预编码方法, 该方法将空时分组码推广到频率选择衰落信道。本文也证明采用预编码时, 接收端也和平坦衰落信道一样允许成对解耦, 在仿真结果中对两种

方式进行了比较, 同时也比较了其他算法。结果证实本文提出方法在性能上具有一定的优越性。

1 准正交空时分组码及信号传输模型

根据参考文献[2]提出的构造方法, 由 Alamouti 结构得到的四天线发送准正交空时分组码矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} A_{12} & A_{34} \\ A_{34} & A_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ * & * & * & * \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ * & * & * & * \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, $A_{12} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ * & * \\ -x_2 & x_1 \end{bmatrix}$, $A_{34} = \begin{bmatrix} x_3 & x_4 \\ * & * \\ -x_4 & x_3 \end{bmatrix}$, 该矩阵也称为 ABBA 空时码。

传输矩阵为 ABBA 时, 该发送方式在频率选择信道下能实现传输速率为 1、分集阶数为 2 的分集。将参考文献[2]应用于 Alamouti STBC 的基于时间反转均衡方法

* 基金项目: 国防科技预研基金项目(3.7.3)

扩展到准正交空时分组码中。从而得到图 1 所示的发送方案,图 1 中 T 表示 $M \times M$ 时间反转矩阵,该矩阵反对角上元素为 1,其他元素为 0。该方法能在接收端形成嵌入式准正交结构去成对解耦输入信号。

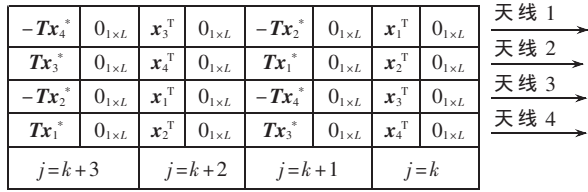


图 1 TR-QO-STBC 传输格式

信息符号首先分成 4 个数据流,在发送之前乘以一个大小为 $N \times M$ 的插零矩阵, $\Psi = [I_M^T, 0_{M \times L}^T]^T$,其中 N 为一帧的长度, M 为发送天线数目。为减少发送分组块之间的干扰,在相邻的两个发送块之间插入了长度为 L 的循环前缀,从而形成图 1 的发送格式。

为了确保正交性,采用如下的编码准则^[3]:

$$\begin{aligned} d_{1,k+1} &= -Jd_{2,k}^* & d_{2,k+1} &= Jd_{1,k}^* \\ d_{1,k+2} &= d_{3,k} & d_{2,k+2} &= d_{4,k} \\ d_{1,k+3} &= -Jd_{4,k}^* & d_{2,k+3} &= Jd_{3,k}^* \\ d_{3,k+1} &= -Jd_{4,k}^* & d_{4,k+1} &= Jd_{3,k}^* \\ d_{3,k+2} &= d_{1,k} & d_{4,k+2} &= d_{4,k} \\ d_{3,k+3} &= -Jd_{2,k}^* & d_{4,k+3} &= Jd_{1,k}^* \end{aligned}$$

其中, $d_i = \Psi x_i$ 是插入零值的信息向量。

以块为单位发送,第 i 个发送天线到第 j 个接收天线的信道可以模型化为记忆长度为 L 的有限冲激滤波器^[4],表示为 $h_{i,j} = [h_{i,j}(0) \ h_{i,j}(1) \ \dots \ h_{i,j}(L)]^T$ 。 $h_{i,j}$ 的元素是独立高斯正态分布,其均值为零,延时功率谱向量为 $v = [\sigma^2(0), \dots, \sigma^2(L)]$,归一化 $\sum_{l=0}^L \sigma^2(l) = 1$ 。

接收信号为:

$$r_j = \sum_{i=1}^4 H_{i,j} \Psi x_{i,j} + n_j \quad (2)$$

其中 $H_{i,j}$ 为 $N \times N$ 循环矩阵,其元素 $[H_{i,j}]_{k,l} = h_{i,j}((k-l) \bmod N)$, n_j 表示零均值,方差为 $N_0/2$ 的白高斯噪声向量。

2 ABBA 信号成对译码

根据前面分析,假设信道相关系数在块 $k, k+1, k+2, k+3$ 期间保持不变,即 $H_{i,k} = H_{i,k+1} = H_{i,k+2} = H_{i,k+3} = H_i$,那么接收信号可以表示为如下矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} r_k \\ \tilde{r}_{k+1} \\ r_{k+2} \\ \tilde{r}_{k+3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 & H_3 & H_4 \\ H_2^H & -H_1^H & H_4^H & -H_3^H \\ H_3 & H_4 & H_1 & H_2 \\ H_4^H & -H_3^H & H_2^H & -H_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1,k} \\ d_{2,k} \\ d_{3,k} \\ d_{4,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_k \\ Jn_{k+1}^* \\ n_{k+2} \\ Jn_{k+3}^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中 $\tilde{r}_{k+1} = Jr_{k+1}^*$, $\tilde{r}_{k+3} = Jr_{k+3}^*$,将等式(3)变换为下面的矩阵

形式有:

$$\begin{bmatrix} r_k \\ \tilde{r}_{k+1} \\ r_{k+2} \\ \tilde{r}_{k+3} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} H_1+H_3 & H_2+H_4 & H_1-H_3 & H_2-H_4 \\ H_2^H+H_4^H & -(H_1^H+H_3^H) & H_2^H-H_4^H & -(H_1^H-H_3^H) \\ H_1+H_3 & H_2+H_4 & -(H_1-H_3) & -(H_2-H_4) \\ H_2^H+H_4^H & -(H_1^H+H_3^H) & -(H_2^H-H_4^H) & H_1^H-H_3^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1,k}+d_{3,k} \\ d_{2,k}+d_{4,k} \\ d_{1,k}-d_{3,k} \\ d_{2,k}-d_{4,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_k \\ Jn_{k+1}^* \\ n_{k+2} \\ Jn_{k+3}^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

如果令

$$\tilde{M} = \begin{bmatrix} (H_a)^{-\frac{1}{2}} & 0_N & 0_N & 0_N \\ 0_N & (H_a)^{-\frac{1}{2}} & 0_N & 0_N \\ 0_N & 0_N & (H_b)^{-\frac{1}{2}} & 0_N \\ 0_N & 0_N & 0_N & (H_b)^{-\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 $H_a = |H_1+H_3|^2 + |H_2+H_4|^2$, $H_b = |H_1-H_3|^2 + |H_2-H_4|^2$,

对接收信号进行空间滤波即乘以 MH_{eqv}^H ,其中:

$$H_{eqv}^H = \begin{bmatrix} H_1+H_3 & H_2+H_4 & H_1-H_3 & H_2-H_4 \\ H_2^H+H_4^H & -(H_1^H+H_3^H) & H_2^H-H_4^H & -(H_1^H-H_3^H) \\ H_1+H_3 & H_2+H_4 & -(H_1-H_3) & -(H_2-H_4) \\ H_2^H+H_4^H & -(H_1^H+H_3^H) & -(H_2^H-H_4^H) & H_1^H-H_3^H \end{bmatrix} \quad (6)$$

则根据空间滤波可得到如下输出信号^[5]:

$$\begin{aligned} r_{out,k} &= H_a^{1/2} (d_{1,k}+d_{3,k}) + n_{out,k} \\ r_{out,k+1} &= H_a^{1/2} (d_{2,k}+d_{4,k}) + n_{out,k+1} \\ r_{out,k+2} &= H_b^{1/2} (d_{1,k}-d_{3,k}) + n_{out,k+2} \\ r_{out,k+3} &= H_b^{1/2} (d_{2,k}-d_{4,k}) + n_{out,k+3} \end{aligned}$$

其中, $n_{out,j}$ 表示每维零均值、方差为 N_0 的复高斯噪声向量。从输出信号可以看出,输出信号嵌入了一对输入信号,这种形式被称为“成对解耦”,要求所谓的“成对解耦”。接收端采用最大似然方式译码,结果可以表示为:

$$\begin{aligned} (\hat{d}_{1,k}, \hat{d}_{3,k}) &= \arg \min \left\{ \left| r_{out,k} - H_a^{1/2} (d_{1,k}+d_{3,k}) \right|^2 + \left| r_{out,k+2} - H_b^{1/2} (d_{1,k}-d_{3,k}) \right|^2 \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (\hat{d}_{2,k}, \hat{d}_{4,k}) &= \arg \min \left\{ \left| r_{out,k+1} - H_a^{1/2} (d_{2,k}+d_{4,k}) \right|^2 + \left| r_{out,k+3} - H_b^{1/2} (d_{2,k}-d_{4,k}) \right|^2 \right\} \quad (8) \end{aligned}$$

显然,成对解耦方式避免了对信号的全搜索,因此,从这个意义上说减少了解码的复杂度。

3 准正交空时分组码的全解耦

成对解码的方法可以减少译码的复杂度,但当等效的 FIR 滤波器记忆长度很大时,译码的难度还是很大。因此,考虑基于准正交空时分组码的全解耦方法,即空间滤波后接收信号中只含有一个发送数据块。

考虑如下准正交空时分组码传输矩阵:

$$A = \begin{bmatrix} A_{12} & A_{34} \\ A_{12} & -A_{34} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ * & * & * & * \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ x_1 & x_2 & -x_3 & -x_4 \\ * & * & * & * \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

与 ABBA 编码原则相似,本文构造新的编码准则如下:

$$d_{1,k+1} = -Jd_{2,k}^* \quad d_{2,k+1} = Jd_{1,k}^*$$

$$d_{1,k+2} = d_{1,k} \quad d_{2,k+2} = d_{2,k}$$

$$d_{1,k+3} = -Jd_{2,k}^* \quad d_{2,k+3} = Jd_{1,k}^*$$

$$d_{3,k+1} = -Jd_{4,k}^* \quad d_{4,k+1} = Jd_{3,k}^*$$

$$d_{3,k+2} = -d_{3,k} \quad d_{4,k+2} = -d_{4,k}$$

$$d_{3,k+3} = Jd_{4,k}^* \quad d_{4,k+3} = Jd_{3,k}^*$$

数据传输格式相应变化为:

$$\begin{bmatrix} r_k \\ \sim \\ \tilde{r}_{k+1} \\ r_{k+2} \\ \sim \\ \tilde{r}_{k+3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 & H_3 & H_4 \\ H_2^H & -H_1^H & H_4^H & -H_3^H \\ H_1 & H_2 & -H_3 & -H_4 \\ H_2^H & -H_1^H & -H_4^H & H_3^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1,k} \\ d_{2,k} \\ d_{3,k} \\ d_{4,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_k \\ Jn_{k+1}^* \\ n_{k+2} \\ Jn_{k+3}^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

如果令 $\tilde{r}_{k+1} = Jr_{k+1}^*$, $\tilde{r}_{k+3} = Jr_{k+3}^*$, 则有:

$$\tilde{M} = \begin{bmatrix} (H_\alpha)^{-\frac{1}{2}} & 0_N & 0_N & 0_N \\ 0_N & (H_\alpha)^{-\frac{1}{2}} & 0_N & 0_N \\ 0_N & 0_N & (H_\beta)^{-\frac{1}{2}} & 0_N \\ 0_N & 0_N & 0_N & (H_\beta)^{-\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, $H_\alpha = |H_1|^2 + |H_2|^2$, $H_\beta = |H_3|^2 + |H_4|^2$, 在接收端乘以

矩阵 $\tilde{M}H^H$, 其中

$$H = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 & H_3 & H_4 \\ H_2^H & -H_1^H & H_4^H & -H_3^H \\ H_1 & H_2 & -H_3 & -H_4 \\ H_2^H & -H_1^H & -H_4^H & H_3^H \end{bmatrix} \quad (12)$$

则有:

$$r_{out,k} = 2H_\alpha^{-\frac{1}{2}} d_{1,k} + n_{out,k}$$

$$r_{out,k+1} = 2H_\alpha^{-\frac{1}{2}} d_{2,k} + n_{out,k+1}$$

$$r_{out,k+2} = 2H_\beta^{-\frac{1}{2}} d_{3,k} + n_{out,k+2}$$

$$r_{out,k+3} = 2H_\beta^{-\frac{1}{2}} d_{4,k} + n_{out,k+3}$$

这里 $n_{out,j}$ 表示每维方差为 N_0 的高斯向量。从上式可以看出,接收端输出结果中只含一个数据向量,因此,如果采用 ML 译码方法,所需复杂度将会降低。虽然全解耦方法实现的分集增益数为 2,但是在实际的 SNR 范围内,它具有很好的稳定性能。这在复杂度与性能之间有了好

的折中。

4 仿真结果

本文对提出的方法进行蒙特卡罗仿真。模型采用高斯静态频率选择瑞利衰落信道。图 2 和图 3 分别比较了全解耦和部分解耦时准正交空时分组码的性能。同时,针对参考文献[6]提出的 G4 编码(一种速率为 1/2 的四天线正交空时分组码)也做了比较。TR-QO-STBC 和 TR-R-QO-STBC 分别表示全解耦和部分解耦准正交空时分组码,其中 TR-R-QO-STBC 表示星座图旋转准正交空时分组码。TR-G4-STBC 采用 16-QAM 调制,MLSE 均衡下 TR-QO-STBC-F/TR-R-QO-STBC/TR-G4-STBC 各分组码均衡器状态数目分别为 16、256、256。从图 2 中可以看出,基于本文预编码准正交空时分组码性能好于 G4 分组码。在 $SER=10^{-3}$ 时,本文方法 BER 超出 G4 大约 2~3 dB。全解耦方法虽然分集阶数为 2,但在低 SNR 时性能好于 TR-R-QO-STBC,当 SNR 较高时,TR-R-QO-STBC 斜率大于 TR-QO-STBC,因此在 SNR 较高时 TR-QO-STBC 性能较好。图 3 显示了 8 PSK,斜率为 3 b/s 时的准正交空时分组码。TR-OC-STBC 为速率 3/4、16 QAM 调制的正交空时分组码。MLSE 均衡下 TR-QO-STBC-F/TR-R-QO-STBC/TR-OC-STBC 各分组码均衡

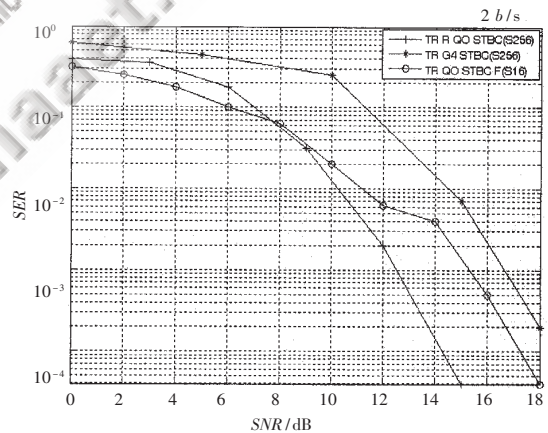


图 2 TR-QO-STBC-F,TR-G4-STBC,TR-R-QOSTBC 误码率

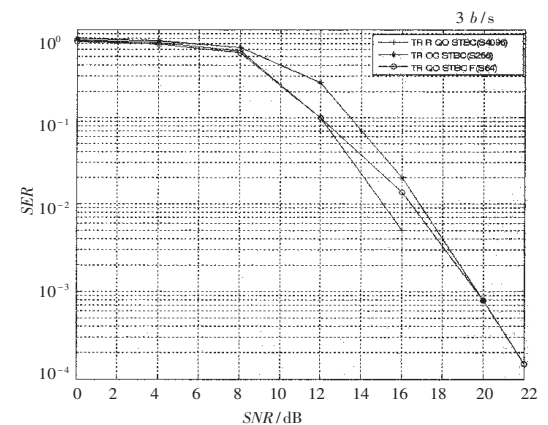


图 3 TR-QO-STBC-F,TR-OC-STBC 和 TR-R-QOSTBC 误码率

器状态数目分别为 64、4 096、256。仿真结果显示,在整个 SNR 区域,TR-R-QO-STBC 性能好于 TR-CO-STBC 和 TR-QO-STBC-F,但解耦复杂度方面 TR-QO-STBC-F 低于 TR-R-QO-STBC。从复杂度方面考虑,三种方法中 TR-QO-STBC-F 解耦复杂度最低,而且在大部分区域,TR-QO-STBC-F 性能要高于 TR-OC-STBC,所以综合各因素,采用 TR-QO-STBC-F 最适合。

本文提出一种频率选择信道下准正交空时分组码方法,由于采用了预编码,在数据中插入循环前缀,所以有效抵抗了频率选择性衰落。同时,基于不同准正交空时分组码,可以在接收端采用部分解耦和全解耦方式恢复信号,仿真结果显示采用全解耦时效果更好,这在实际 MIMO 中有一定的应用价值。

参考文献

- [1] ALAMOUTI S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications[C]. IEEE J. Sel. Areas Commun., 1998, 4(10): 1451-1458.
- [2] SU W, XIA X G. On space-time block codes from complex orthogonal designs[J]. Wireless Personal Commun., 2003, 25(1): 1-26.
- [3] WANG H, XIA X G. Upper bounds of rates of complex orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 2003, 5(4): 2788-2796.
- [4] SU W, XIA X G. Signal constellations for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity[J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 2005, 7(12): 2331-2347.
- [5] WANG D, XIA X G. Optimal diversity product rotations for quasi-orthogonal STBC with MPSK[J]. IEEE Commun. Lett., 2007, 5(9): 120-300.
- [6] SHARMA N, PAPADIAS C. Full-rate full-diversity linear quasi-orthogonal space-time codes for any number of transmit antennas[C]. EURASIP J. Appl. Signal Process., 2006, 11(9): 1246-1256.

(收稿日期: 2008-10-22)

电子技术应用
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE
www.chinaaet.com