

一种新的线性译码的准正交空时分组码方案

张建忠¹, 李宏伟¹, 邓冬虎¹, 邵 龙²

(1. 空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077; 2. 中国人民解放军 94303 部队 61 分队, 山东 潍坊 261051)

摘 要:传统的准正交空时分组码可以实现全速率传输,但是不能获得最大的发送分集增益,而且译码复杂度相对较高,这主要是由于检测矩阵中存在干扰项造成的.为了解决这个问题,本文提出了一种新的准正交空时分组方案,该方案通过利用 Givens 旋转运算,将检测矩阵变换为一个对角阵,消除其中的干扰项,使得接收端可以采用线性方法来译码,从而既提高了系统的分集增益,又降低了译码的复杂度.仿真实验也验证了所提方案的优越性.

关键词:准正交空时分组码; 分集增益; 检测矩阵; 线性译码

中图分类号: TP911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2012)01-0101-04

A New QO-STBC Scheme with Linear Decoding

ZHANG Jian-zhong¹, LI Hong-wei¹, DENG Dong-hu¹, SHAO Long²

(1. Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. 61 Unit of 94303 Army of PLA, Weifang 261051, China)

Abstract: A conventional QO-STBC scheme can achieve the full rate, but at the cost of transmission diversity gain and decoding complexity. These disadvantages of the conventional QO-STBC scheme are mainly a result of interference terms in the detection matrix. In order to solve the problem, this paper proposes a new QO-STBC scheme which transforms the original detection matrix into a diagonal matrix using Givens rotation algorithm and eliminates interference terms. The proposed method achieves improved diversity gain with respect to the conventional QO-STBC scheme, as well as a great reduction in decoding complexity by means of a linear decoding algorithm. Simulation also shows the superiority of the proposed scheme.

Key words: quasi-orthogonal space-time block coding (QO-STBC); diversity gain; detection matrix; linear decoding

0 引 言

近几年来,多输入多输出(MIMO)系统逐渐进入了无线通信的研究领域,空时分组码(STBC)作为它的一个典型代表,更是倍受关注.因为空时分组码能够在不增加带宽的情况下,利用发送端的分集技术来有效地抵抗多径衰落,从而很好地改善系统的

性能. Alamouti 在 1998 年首次提出了 2 根发射天线的正交空时分组码(O-STBC),该码型可以获得最大的分集增益和完全的编码速率^[1].后来, Tarokh 等人在 Alamouti 编码的基础上,提出了当发射天线大于 2 根时仍能够获得最大发送分集增益的正交空时分组码^[2],但是这些方案的编码速率都小于 1,即不能达到全速率.为了保证数据能以全速率传输,文^[3]提出了一种准正交空时分组码(QO-STBC)方

收稿日期: 2010-06-03

基金项目: 国家自然科学基金(60971100); 陕西省自然科学基金项目(SJ08F10)

作者简介: 张建忠(1984—),男,硕士研究生, E-mail: jian2007zhong@163.com.

案,该方案虽然实现了全速率,但是由于其编码矩阵是准正交的,而且编码矩阵的子模块仍然采用 Alamouti 形式,因此不可避免地使得误码率曲线的斜率受到影响,使其在译码时受到映射符号之间的干扰,这必然会导致译码复杂度的增加和系统性能的下降.为了消除符号之间的干扰,改善系统性能,本文提出了一种新的 QO-STBC 方案,该方案通过对传统的 QO-STBC 的检测矩阵进行 Givens 旋转变换,将其变为一个对角矩阵,从而可以在达到全速率的情况下,进行简单的线性译码,并且通过检测矩阵得到了相应的编码矩阵,仿真实验也证明了所提方案对系统性能的改善效果.

1 系统模型

考虑一个发射天线数为 N_T 、接收天线数为 N_R 、发送符号周期为 L 的 MIMO 系统,如图 1 所示:

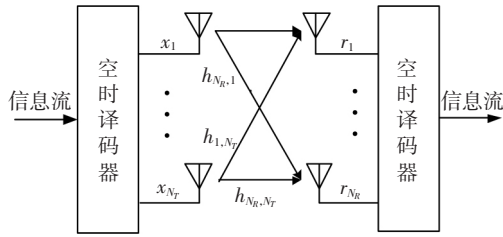


图1 STBC 系统模型

假设信道为准静态瑞利慢衰落信道,即信道在若干个符号周期内保持不变,而在不同的信道周期之间完全独立. h_{ji} ($i=1,2,\dots,N_T; j=1,2,\dots,N_R$) 表示从第 i 根发射天线到第 j 根接收天线的信道增益,它是零均值单位方差的复高斯随机变量.在 t ($t=1,2,\dots,L$) 时刻接收天线 j 上接收到的信号 r_{ij} 定义为

$$r_{ij} = \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} x_{it} + n_{ij} \quad (1)$$

其中: x_{it} 为 t 时刻从第 i 根发射天线上发射的信号; n_{ij} 表示均值为零、方差为 σ^2 的加性复高斯白噪声变量,将式(1)写为矢量形式:

$$r = Hx + N \quad (2)$$

式中, r 、 H 、 x 和 N 分别表示 N_R 根接收天线上的接收信号矢量,由信道增益系数组成的信道响应矩阵, N_T 根发射天线上发射的信号矢量以及 $L \times N_R$ 维的加性复高斯白噪声矢量.假设在接收端可以准确估计出信道状态信息,那么对所有经过星座映射的发送符号,最小化(3)式所表示的判决式,就可以选择出合适的信号作为译码结果.

$$\sum_{j=1}^{N_R} \sum_{t=1}^L |r_{ij} - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} x_{it}|^2 \quad (3)$$

2 空时分组码(STBC)

2.1 正交空时分组码(O-STBC)

Alamouti 在 1998 年首次提出了正交空时分组,其编码矩阵是发送信号 $x_1, x_2, \dots, x_k$ 和它们的共轭 $x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*$ 的线性组合,是一个正交矩阵,所以 O-STBC 的编码矩阵 C 满足下面的复正交条件:

$$C^H C = \rho_x (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) I_{N_T} \quad (4)$$

其中: C^H 表示矩阵 C 的 Hermitian 矩阵; ρ_x 是常数, I_{N_T} 是 $N_T \times N_T$ 维的单位阵.由于在 L 个符号周期内发送了 k 个符号,所以将编码速率定义为 $R = \frac{k}{L}$.

Alamouti 编码方案是全速率 O-STBC 的一个典型代表^[1],它的编码矩阵为

$$C = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

该编码矩阵满足式(4)的条件,编码速率 $R=1$,而且由于 C 的秩为 2,所以该方案可以获得最大的分集增益.

2.2 准正交空时分组码(QO-STBC)

对于实正交设计的 STBC 来说,只有当发射天线数为 2、4、8 时,编码速率为全速率,即 $R=1$,而对于复正交 STBC,只有当发射天线数为 2 的 Alamouti 编码才能以全速率传输,当发射天线数 $N_T \geq 3$ 时,编码速率均小于 1^[2].准正交空时分组码解决了这个问题,通过牺牲部分的正交性实现了全速率传输,但它不能够获得最大的分集增益.

与 O-STBC 相比,QO-STBC 的编码矩阵的每一列都与另外某一特定列的内积不等于 0,而与其它列的内积都等于 0,所以其编码矩阵 C 满足:

$$C^H C = \rho_x (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) I_{N_T} + Q \quad (6)$$

其中 Q 被称为准正交矩阵.

文[5]针对 4 根发射天线和 1 根接收天线的 MIMO 系统,提出了一种准正交空时分组码方案,其编码矩阵为

$$X_4 = \begin{bmatrix} X_{12} & X_{34} \\ X_{34} & X_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中,编码子模块 X_{12} 和 X_{34} 均采用了 Alamouti 正交

空时编码形式. 在准静态瑞利慢衰落信道下, 1 根接收天线在 4 个符号周期内接收到的信号为

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

这里, 系数 h_i 表示第 i 根发射天线到接收天线的信道增益, 经过一些运算后, 接收信号又可以表示为

$$\hat{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_4^* \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \hat{\mathbf{N}} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3 & h_4 & h_1 & h_2 \\ h_4^* & -h_3^* & h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, r_i 和 n_i 分别表示第 i 时刻的接收信号和加性复高斯白噪声, H 为信道响应矩阵.

对于空时分组码, 接收端可以通过一个检测矩阵 D ($D = H^H H$) 来进行译码. 由于 O-STBC 的检测矩阵总是一个对角阵, 所以它的译码可以通过简单的线性方法来实现, 但这种方法却不适合于 QO-STBC, 因为 QO-STBC 的检测矩阵存在干扰项, 它并非是一个对角阵, 而且干扰项的存在将会使系统的性能发生衰减. 例如, 上面提到的 4 根发射天线的 QO-STBC 方案的检测矩阵为

$$\mathbf{D} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & \beta \\ \beta & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \alpha \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: 对角元素 α 表示 4 根发射天线上的总信道增益, β 是符号之间的干扰, 它们具体值分别为

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \\ \beta &= h_1 h_3^* + h_2 h_4^* + h_1^* h_3 + h_2^* h_4 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

3 改进的 QO-STBC 及译码方案

对于准正交空时分组码来说, 符号之间的干扰将会影响系统的性能, 文 [6] 针对传统检测算法译码复杂度大的缺点, 提出了一个相对简单的译码方法, 但该方法并没有消除检测矩阵中的干扰项. 为此, 本文通过对 (10) 式中的检测矩阵运用 Givens 旋

转矩阵进行变换, 得到了一种改进的准正交空时分组码方案, 该方案消除了检测矩阵中的干扰项, 使检测矩阵变成了一个对角矩阵, 从而既改善了系统性能, 又降低了译码复杂度, 是一种较好的设计方案. 下面具体介绍改进过程和译码算法.

Givens 旋转变换可以消除一个矩阵的任何元素 [7]. 考虑到检测矩阵 D 是一个对称矩阵, 所以很容易得出对它进行 Givens 旋转变换的参数, 即取

$\theta = \frac{\pi}{4}$, 通过两个不同的 Givens 旋转矩阵来完成对

干扰项 β 的消除. 首先, 利用式 (12) 所示的 Givens 旋转矩阵 G_1 来消除 d_{13} 和 d_{31} 两处的 β , 这里, d_{ij} 是检测矩阵 D 第 i 行第 j 列的元素.

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) & 0 & \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin\left(\frac{\pi}{4}\right) & 0 & \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

接着, 为了消除 d_{24} 和 d_{42} 两处的 β , 又定义了一个 Givens 旋转矩阵 G_2 , 即

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) & 0 & \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) & 0 & \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \end{bmatrix} \quad (13)$$

将两个 Givens 旋转矩阵共同作用于检测矩阵 D , 便可以成功消除其中的干扰项, 从而得到一个对角形式的检测矩阵 D_c , 即

$$\mathbf{D}_c = \mathbf{G}_2^T (\mathbf{G}_1^T \mathbf{D} \mathbf{G}_1) \mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} \alpha - \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha - \beta & \alpha + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha + \beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

矩阵 D_c 也可以表示为以下的形式:

$$\mathbf{D}_c = \mathbf{G}_2^T (\mathbf{G}_1^T \mathbf{D} \mathbf{G}_1) \mathbf{G}_2 = (\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2)^T \mathbf{H}^H \mathbf{H} (\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2) = (\mathbf{H} \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2)^H (\mathbf{H} \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2) \quad (15)$$

由上式可知, 通过对 D_c 进行变形, 可以得到一个新的等效的信道响应矩阵 H_D , 使 $H_D = \mathbf{H} \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2$, 此时 H_D 是一个正交矩阵, 具体表示为

$$\mathbf{H}_D = \begin{bmatrix} h_1 - h_3 & h_2 - h_4 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_2^* - h_4^* & h_3^* - h_1^* & h_2^* + h_4^* & -h_1^* - h_3^* \\ h_3 - h_1 & h_4 - h_2 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_4^* - h_2^* & h_1^* - h_3^* & h_2^* + h_4^* & -h_1^* - h_3^* \end{bmatrix} \quad (16)$$

由式(14)和(15)可知, $H_D^H H_D$ 是一个对角矩阵, 所以可以采用简单的线性方法来进行译码, 由编码矩阵和信道响应矩阵之间的对应关系, 可以得到与信道矩阵 H_D 相对应的编码矩阵 X_D 的具体表达式, 即:

$$X_D = \begin{bmatrix} x_1 + x_3 & x_2 + x_4 & x_3 - x_1 & x_4 - x_2 \\ -x_2^* - x_4^* & x_1^* - x_3^* & x_2^* - x_4^* & x_3^* - x_1^* \\ x_3 - x_1 & x_4 - x_2 & x_1 + x_3 & x_2 + x_4 \\ x_2^* - x_4^* & x_3^* - x_1^* & -x_2^* - x_4^* & x_1^* + x_3^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

新的编码矩阵 X_D 不是正交矩阵, 而是准正交的, 但是它所对应的信道响应矩阵 H_D 是正交的, 所以可以通过(18)式所示的简单线性方法来进行译码, 这样既降低了译码的复杂度, 而且又由于消除了符号之间的干扰, 使系统的性能得到了改善.

$$\hat{X} = H_D^H \hat{r} = H_D^H H_D X + H_D^H \hat{N} \quad (18)$$

其中, $X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$, $\hat{N} = [n_1 \ n_2^* \ n_3 \ n_4^*]^T$.

4 仿真结果及性能分析

为了验证所提算法的优越性, 本节比较了文献[8]中准正交空时分组码和本文所提方案的误码率性能, 而且为了便于分析, 还给出了传统的最大似然译码方法(MLD)的性能曲线. 仿真中所有方案均采用4发1收的MIMO系统, 调制方式均为QPSK, 并对该系统作如下假设: 1) 信道为准静态平坦 Rayleigh 衰落信道; 2) 总发送功率归一化为1, 各发送天线间实行等功率分配; 3) 接收端具有理想的信道估计, 发射端未知信道信息; 4) 只考虑发射天线间相互干扰; 5) 每帧发送长度为 10^4 比特的数据, 在每帧传输过程中信道保持不变, 且帧与帧之间信道独立.

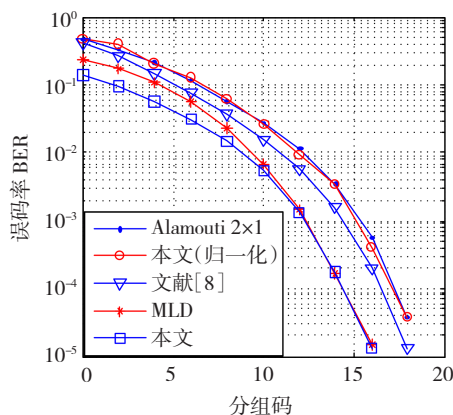


图2 文[8]和本文所提方案的性能比较

由图2可知, 本文所提方案整体上比文[8]中的

方案有大约3dB的信噪比增益, 这主要是因为本文所提方案在每一时刻所发送的信号是经过调制的两个符号的线性组合, 而不是单一的符号, 所以它发射的功率是文[8]的2倍, 那么接收到的功率也就大了一倍. 而且在低信噪比时, 本文所提方案的误码率性能要好于最大似然译码方法, 随着信噪比的增大, 本文所提方案和最大似然译码方法的性能趋于相同.

图2还给出了本文所提方案在信噪比归一化情况下的性能曲线. 为了使接收天线接收到的来自发射天线的功率相等, 可以将本文所提方案中的每个发射符号的功率除以 $\sqrt{2}$, 使信噪比归一化, 这样本文所提方案的误码性能和 Alamouti 编码方案基本相同, 但是本文的方案可以采用一个简单的线性方法来进行译码, 所以译码复杂度大大降低了.

5 结 语

本文提出了一种新的全速率的准正交空时分组码方案, 该方案通过利用 Givens 旋转对传统的 QO-STBC 的检测矩阵进行变换, 消除了其中的干扰项, 从而使系统的性能得到了改善. 而且在变换过程中, 得到了一个正交的信道响应矩阵, 从而可以采用简单的线性方法来译码, 使得译码复杂度也得到了降低.

参 考 文 献:

- [1] ALAMOUTI S M. A Simple Transmitter Diversity Scheme for Wireless Communications [C] //IEEE J. Select. Areas Commun., 1998, 16: 1451-1458.
- [2] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time Block Codes from Orthogonal Designs [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [3] WU Xie, CAO Jianian, Yang Rui. Design and Analysis of Low Complexity Quasi-orthogonal Space-time Block Code [C] //IEEE ICIEA, 2009: 3848-3852.
- [4] 黄韬, 袁超伟, 杨睿哲, 等. MIMO 相关技术与应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [5] TIRKKONEN O, BOARIU A, HOTTINEN A. Minimal Non-orthogonality Rate 1 Space-time Block Code for 3 + Tx Antennas [C] //IEEE Sixth Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000(2): 429-432.
- [6] XIAO Liping, XU Chengqian, Zhang Weifeng. A New Quasi-orthogonal Space-time Block [J]. IEEE Trans. Commun, 2006: 1-5.
- [7] GOLUB G H, C. F. Van Loan. Matrix Computations [M]. 3rd Edition, Johns Hopkins University Press, 1996.
- [8] BADIC Biljana, BUPP Markus, HANS Weinrichter. Quasi-orthogonal space-time Block Codes: Approaching Optimality [C] //EU-SIPCO'05, Antalya, Turkey Sept. 2005: 50-57.

(编辑: 付长缨)