

改进的全分集准正交差分空时码方案

邓冬虎,李宏伟,朱仁飞,于 涛
(空军工程大学 电讯工程学院,陕西 西安 710077)

摘 要: 在传统的方案中,将准正交空时码(quasi-orthogonal space-time block codes)经过调制之后强行转换为酉空时码(unitary space-time codes)再进行差分编码.将调制方案进行改进,以使得码元之间的距离增大,以提高其编码增益,从而提高系统性能.与传统的准正交差分空时码相比,所提方案误码性能得以提高.

关键词: 准正交空时码;酉空时码;差分检测;编码增益;误码率

中图分类号: TP911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)07-0114-03

Improved Full-Diversity Quasi-Orthogonal Differential Space-Time Codes Scheme

DENG Dong-hu, LI Hong-wei, ZHU Ren-fei, YU Tao

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: In the traditional scheme, the modulated quasi-orthogonal space-time codes is transformed to be unitary space-time codes then the program of differential encoding could be constructed. Transforming the method of modulation, a new scheme is proposed to expand the code distance which could advance the codes diversity so as to enhance the performance. Compared with the traditional differential space-time codes, this scheme could increase the performance.

Key words: quasi-orthogonal space-time block codes; unitary space-time codes; differential detection; codes diversity; bit error rates

1 引言

空时码技术可以在不额外增加功率和带宽的条件下成倍增加传输速率和大幅度改善链路质量,是抵抗衰落、提高频谱效率的一种重要手段,引起了越来越多的重视^[1-2].在空时码研究中,解码时接收端往往需要知道精确的信道状态信息(Channel State Information, CSI),这就要求在接收端进行信道估计.但在某些条件下,为了减小接收装备的复杂度,通常不要求对信道进行估计,或者在高速移动环境中,信道的快衰落特性使得信道估计变得异常困难,甚至无法估计^[3].这种情况下,不需要信道估计的差分空时调制(Differential Space-Time Modulation,

DSTM)技术就显得非常有用. Tarokh 和 Jafarkhani 提出了一种基于正交设计的差分空时分组码(Space Time Block Code, STBC)^[4],但在发射天线数大于 2 时,空时分组码不能达到全速率.文献[5]介绍了一种传统的全分集的准正交差分空时码(Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes, QOSTBC),输入信号经过调制后,把准正交空时码强行转换为酉空时码(Unitary Space-Time Codes, USTC),该码型可以达到全速率.本文通过研究,将调制方案进行改进,以使得码元之间的距离增大,从而提高其编码增益,以提高系统性能,并且仍然可以获得全分集增益.通过仿真表明,本文所提方案的误比特性能有了一个较好的提高.

收稿日期: 2009-07-12; 修回日期: 2009-09-12

基金项目: 国家自然科学基金项目(60672032)

2 差分酉空时码调制(DUSTM)

假设一发射天线为 N_T , 接收天线数为 N_R 的无线通信系统, 信道是平坦瑞利衰落信道, 在 T 个符号周期内保持不变. $\mathbf{D}$ 表示 T 个符号周期内由 N_T 根发射天线发送的符号矩阵. 本文只考虑 $T = N_T$ 的情况. 假设每 b 个比特映射为一个酉矩阵作为信号矩阵 $\mathbf{C}_n$. 在初始时刻 $n = 0$ 时, 天线所发射的符号矩阵为

$$\mathbf{D}_0 = \mathbf{I}_{N_T} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{I}_{N_T}$ 为 T_T 阶单位矩阵, 表示不带任何信息. 设第 n 个时刻 ($n \geq 1$) 天线所发射的符号矩阵的差分发送方法为

$$\mathbf{D}_n = \mathbf{D}_{n-1} \mathbf{C}_n \quad (2)$$

那么经过信道后, 第 n 时刻接收到的信号矩阵为

$$\mathbf{Y}_n = \mathbf{H} \mathbf{D}_n + \mathbf{N}_n \quad (3)$$

式中, $\mathbf{H}$ 为信道衰落矩阵, 且前后两个码元时刻信道衰落系数相同, $\mathbf{N}_n$ 为独立同分布的信道噪声, 满足复高斯(0,1)分布.

由式(3)可知:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_n &= \mathbf{H} \mathbf{D}_n + \mathbf{N}_n \\ &= \mathbf{H} \mathbf{D}_{n-1} \mathbf{C}_n + \mathbf{N}_n \\ &= \mathbf{Y}_{n-1} \mathbf{C}_n - \mathbf{N}_{n-1} \mathbf{C}_n + \mathbf{N}_n \end{aligned} \quad (4)$$

由于 $\mathbf{C}_n$ 为酉矩阵, 可以得知 $-\mathbf{N}_{n-1} \mathbf{C}_n + \mathbf{N}_n$ 满足复高斯分布.

利用式(4)进行最大似然译码, 可得

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{C}}_n &= \arg \min_{\mathbf{C}_n \in \mathcal{V}} \|\mathbf{Y}_n - \mathbf{Y}_{n-1} \mathbf{C}_n\|_F^2 \\ &= \arg \max_{\mathbf{C}_n \in \mathcal{V}} \{tr(\mathbf{Y}_n^H \mathbf{Y}_{n-1} \mathbf{C}_n)\} \end{aligned} \quad (5)$$

式中, $\mathcal{V}$ 表示 $\mathbf{C}_n$ 所有的可能集合, 而 $\|\cdot\|_F$ 则表示 Frobeniusnorm 范数.

3 改进的差分空时码

3.1 编码

以发射天线数为四, 接收天线数为一为例, 采用文献[6]中所提到的准正交空时码. 其编码矩阵为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 & -c_2^* & -c_3^* & c_4 \\ c_2 & c_1^* & -c_4^* & -c_3 \\ c_3 & -c_4^* & c_1^* & -c_2 \\ c_4 & c_3^* & c_2^* & c_1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

而

$$\mathbf{C}^H \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & \beta \\ 0 & \alpha & -\beta & 0 \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix} \neq \mathbf{I}_4 \quad (7)$$

式中, $\alpha = \sum_{i=1}^4 |c_i|^2$; $\beta = 2 \times \text{Re}(c_1 \times c_4^* - c_2 \times c_3^*)$.

为了能够将该准正交空时码用于酉差分调制, 需要使得 $\beta = 0$.

与文献[3]中办法相同, 采用 (c_1, c_4) 和 (c_2, c_3) 均来自序列集合 $\{x_k, y_k \mid 0 \leq k \leq 2M-1\}$. 那么为了满足 $\beta = 0$, 要求

$$\text{Re}(x_k, y_k^*) = \text{常数} \quad (8)$$

假如每次发送 $2\log_2 M + 2$ 个比特信息, 用来映射为相位序列 $\{x_k, y_k\}$, 映射方式为

$$\begin{cases} x_k = \begin{cases} \frac{r_1}{\sqrt{2}} e^{j2\pi k/M}, & k \text{ 为偶数} \\ \frac{r_2}{\sqrt{2}} e^{j2\pi k/M}, & k \text{ 为奇数} \end{cases} \\ y_k = 0 \end{cases} \quad 0 \leq k \leq M-1 \quad (9)$$

$$\begin{cases} x_k = 0 \\ y_k = \begin{cases} \frac{r_1}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi(k-M)/M+\theta)}, & k \text{ 为偶数} \\ \frac{r_2}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi(k-M)/M+\theta)}, & k \text{ 为奇数} \end{cases} \end{cases} \quad M \leq k \leq 2M-1 \quad (10)$$

其中, 要求

$$r_1^2 + r_2^2 = 2 \quad (11)$$

图1所示为当 $M = 4$ 时的序列集合图.

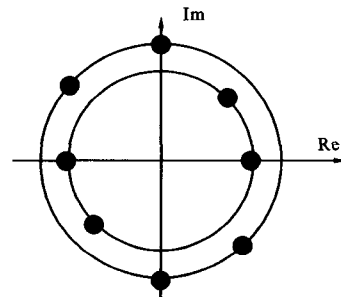


图1 $M = 4$ 时的序列集合图

θ 用于星座旋转, 以使该准正交空时码可以得到全分集增益.

那么信号矩阵:

$$C_n = \frac{1}{a_n} \begin{bmatrix} c_1 & -c_2^* & -c_3^* & c_4 \\ c_2 & c_1^* & -c_4^* & -c_3 \\ c_3 & -c_4^* & c_1^* & -c_2 \\ c_4 & c_3^* & c_2^* & c_1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, $a_n = \sqrt{|c_1|^2 + |c_2|^2 + |c_3|^2 + |c_4|^2}$, 保证 C_n 为酉矩阵. 从中可以得到 $a_n \in \{1, r_1, r_2\}$.

3.2 译码

假设

$$A = Y_n^H Y_{n-1} \quad (13)$$

那么式(5) 等于:

$$\text{原式} = \arg \max_{a_n} \frac{1}{a_n} \text{Re} \left\{ \begin{aligned} &(A_{(1,1)} + A_{(4,4)} + (A_{(2,2)} + A_{(3,3)})^*) \times c_1 + \\ &(A_{(1,4)} + A_{(4,1)} - (A_{(2,3)} + A_{(3,2)})^*) \times c_4 + \\ &(A_{(1,2)} - A_{(4,3)} + (A_{(3,4)} - A_{(2,1)})^*) \times c_2 + \\ &(A_{(1,3)} - A_{(4,2)} + (A_{(2,4)} - A_{(3,1)})^*) \times c_3 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

式中, $A_{(i,j)}$ 表示矩阵 A 的第 i 行, 第 j 列元素.

假设输入的 $2\log_2 M + 2$ 个比特信息映射为 k 和 l , 那么:

由于 k 和 l 之间是相互独立的, 可以求得一个奇数 k_j 和一个偶数 k_o 分别使得式

$$\text{Re} \{ (A_{(1,1)} + A_{(4,4)} + (A_{(2,2)} + A_{(3,3)})^*) \times c_1 + (A_{(1,4)} + A_{(4,1)} - (A_{(2,3)} + A_{(3,2)})^*) \times c_4 \} \quad (15)$$

最大, 以及一个奇数 l_j 和一个偶数 l_o 分别使得

$$\text{Re} \{ (A_{(1,2)} - A_{(4,3)} + (A_{(3,4)} - A_{(2,1)})^*) \times c_2 + (A_{(1,3)} - A_{(4,2)} + (A_{(2,4)} + A_{(3,1)})^*) \times c_3 \} \quad (16)$$

最大.

由于 k 和 l 共有 4 中可能性, 即:

case1: k 为奇数 k_j , l 为奇数 l_j , $a_n = r_2$;

case2: k 为偶数 k_o , l 为奇数 l_j ; $a_n = 1$;

case3: k 为奇数 k_j , l 为偶数 l_o ; $a_n = 1$;

case4: k 为偶数 k_o , l 为偶数 l_o ; $a_n = r_1$;

在上述四种可能的情况下, 分别求得一组数据使得式(15) 与式(16) 之和除以对应的 a_n 之后得到的值最大, 然后再从四组结果中选出值最大时所对应的该组数值作为 k 和 l 的估计值.

4 参数的选择

文献[1] 中已经提到 DSTM 的性能标准, 即其

分集增益可以由

$$\min[\text{rank}(\mathbf{D}_k - \mathbf{D}_l)] \forall k \neq l \quad (17)$$

来决定(其中, $\mathbf{D}_k$ 和 $\mathbf{D}_l$ 为两个不同的信号矩阵). 当该值等于 M 时, 达到全分集.

对于一个全分集的差分空时码, 编码增益由

$$\min[M \times \det((\mathbf{D}_k - \mathbf{D}_l)(\mathbf{D}_k - \mathbf{D}_l)^H)^{1/M}] \forall k \neq l \quad (18)$$

决定. 其中 $(\cdot)^H$, 表示共轭转置.

参数的选择就是为了在全分集的基础上使得编码增益最大. 即式(17) 的值达到发送天线数 M , 且式(18) 的值达到最大. 假设: $r_2 = \gamma \cdot r_1$. 文献中提到式(18) 等效于:

$$\min[(|\Delta_1 + \Delta_4|^2 + |\Delta_2 - \Delta_3|^2) \times (|\Delta_1 - \Delta_4|^2 + |\Delta_2 + \Delta_3|^2)]^2 \quad (19)$$

式中, Δ_i 表示两个不同码阵 C_1 和 C_2 第一列中第 i 个值之差. 那么, 最佳的参数就是让式(19) 的值达到最大.

为了使得编码增益最大, 经过计算, 得出数据值即为所应设的参数值. 表 1 为部分 M 值所对应的参数值.

表 1 不同 M 值所对应的参数值

M	γ	θ	本文 编码增益	文献[3] 编码增益
16	1.6	π/M	0.435 5	0.304 5
32	1.5	π/M	0.153 7	0.076 9
64	1.4	π/M	0.038 5	0.019 3

而在当 $M \leq 8$ 时, γ 值为 1, 并且 $\theta = \pi/M$, 编码增益与文献[3] 中编码增益相等.

5 仿真结果

为了验证所提算法的性能, 在 MATLAB 下对算法进行了仿真. 仿真假定为: (1) 系统中发送端有 4 根天线; (2) 系统中接收端有 1 根天线; (3) 信道为准静态平坦瑞利衰落信道, 信道矩阵的元素为独立同分布的零均值单位方差的复高斯随机变量.

在图 2 中, 标有 'gj' 的为本文算法, 'ys' 表示文献[3] 的算法, 而 'psk' 前的数据表示 M 的值.

通过仿真可以发现, 本文所提方案在调制方式均为 16PSK 情况下, 在 $\text{BER} = 10^{-3}$ 时, 性能提高 1.6dB. 而在 32PSK 调制下, 在 $\text{BER} = 10^{-2}$ 时, 性能提高为 2.5dB. 而随着 M 值的增大, 性能提高越明显.

(下转第 120 页)

均比文献[1]要高的多,所以本文方法比文献[1]的方法更适合应用于实际的纹理识别。

7 结束语

本文提出了一种将颜色信息融合到纹理分析中的纹理识别算法——基于小波变换和 SVM 的彩色纹理识别。对不同的彩色自然纹理图像进行了实验,并和文献[1]的结果进行了比较。实验结果证明了该方法的有效性。

参考文献:

- [1] 刘浩一,刘明霞,孟祥增.自然纹理分类和识别方法初探[J]. 微电子学与计算机, 2006,23(8):153-155.
- [2] Caelli T, Reye D. On the classification of image regions by color texture and shape[J]. Pattern Recognition, 1993,26(4):461-470.
- [3] Hauta-Kasari M, Parkkinen J, Jaaskelainen T, et al. Generalized co-occurrence matrix for multispectral texture analysis[C]//Proc. Of the 13th Int. Conf. On pattern Recognition. Uienra, 1996:785-789.

- [4] Panjwani D K, Healey G. Markov random field models for unsupervised segmentation of textured color images[J]. IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1995,17(10):939-954.
- [5] Mirmehdi M, Petrou M. Segmentation of color textures[J]. IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2000, 22(2):142-159.
- [6] Deng Y. Unsupervised segmentation of color texture regions in images and video[J]. IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2001,23(8):800-810.
- [7] 徐海洋,夏学知,陈炜,等.基于支持向量机方法的噪声图像分割[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(11):14-16.
- [8] 单莘,朱永宣,郭军.基于支持向量机的网络告警预测知识发现[J]. 微电子学与计算机, 2007,24(6):35-37.

作者简介:

肖淑苹 女,(1982-),硕士,教师.研究方向为智能信息处理.

陈一栋 男,(1982-),硕士.研究方向为数据挖掘、人工智能.

杨建雄 男,(1981-),硕士.研究方向为人工智能.

(上接第 116 页)

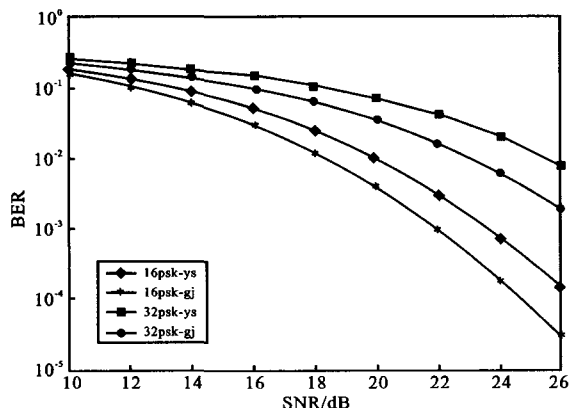


图2 本文所提方案与文献[3]中的性能图比较

6 结束语

本文通过改进准正交空时码元的调制办法,以来增大其码元距离,以达到提高编码增益的目的。通过仿真表明,所提方案与原始方案相比,在 $M \geq 16$ 时,误码性能有较好的提高。

参考文献:

- [1] 李膺东,朱光喜.基于分布式 MIMO 的分层快速天线选择算法[J]. 微电子学与计算机, 2009,26(6):246-249.

- [2] 郭磊,朱光喜,梁学俊.一种多用户天线组选择辅助的 MIMO-OFDM 新型子载波分配算法[J]. 微电子学与计算机, 2008,25(2):168-171.
- [3] Hughes B L. Differential space-time modulation[J]. IEEE Trans., 2000, IT-46(7):2567-2578.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 2000,18(7):1169-1174.
- [5] Chau Yuen, Yong Liang Guan. Differential transmit diversity based on quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Communications Society Globecom, 2004(1):545-549.
- [6] Jafarkhani H. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Trans. on Comms, 2001,49(1):1-4.

作者简介:

邓冬虎 男,(1986-),硕士研究生.研究方向为 MIMO 系统空时编码技术.

李宏伟 男,(1966-),副教授,硕士生导师.研究方向为移动通信技术.

朱仁飞 男,(1986-),硕士研究生.研究方向为雷达信号处理.

于涛 男,(1981-),硕士研究生.研究方向为电子与信息对抗.