

4 天线准正交空时分组码的设计与性能分析

解 武¹, 曹家年¹, 王立莹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. 中国电子科技集团公司第54所, 河北 石家庄 050081)

摘要: 分析了几种准正交空时分组码的结构及特点, 提出两种新的4天线准正交分组码编码方案, 增加了4天线准正交空时分组码的可用码字. 在不增加译码复杂度的情况下, 新的编码方案性能接近于TBH码和Jafarkhani码. 比较了最大似然译码算法和QR分解译码算法. 仿真结果表明, QR分解译码算法对新的准正交分组码具有较好的检测性能, 译码复杂度降低.

关键词: MIMO系统; 准正交空时分组码; 最大似然译码; QR分解

中图分类号: TN911.22 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2009)03-0563-05

Design and performance analysis of quasi-orthogonal space-time block codes for four antennas

XIE Wu¹, CAO Jia-nian¹, WANG Li-ying²

(1. School of Infor. and Comm. Eng., Harbin Eng. Univ., Harbin 150001, China;

2. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: This paper analyzes the structure and characteristics of several types of quasi-orthogonal space-time block codes (QSTBC). It proposes two new methods for QSTBC for four antennas which enrich the family of QSTBC. Experimental results indicate that the two new QSTBC have good performance as in TBH and Jafarkhani cases, while the decoding complexity is the same as that of other QSTBC. This paper has compared the Maximum Likelihood (ML) decoding algorithm and QR decomposition decoding algorithm for the new QSTBC. Simulation results indicate that the QR decoding algorithm has good performance and can reduce the computation complexity.

Key Words: MIMO systems; QSTBC; Maximum Likelihood decoding; Matrix QR decomposition

MIMO系统能提高无线通信链路的可靠性和频谱利用率, MIMO系统的容量同单天线系统相比有显著的提高. 为了接近MIMO系统潜在的巨大容量, 在发射端采用空时编码技术最近受到了广泛的关注. Alamouti提出了一种发射端采用2根天线的空时编码方案, 该方案能实现最大分集增益和全发射速率, 在接收端使用最大似然译码^[1]. 由于正交空时分组编码发射矩阵各行之间的正交性, 可以获得满分集增益, 但是当发射天线数大于2时, 利用复正交设计得到的正交空时分组编码不能达到最大传输速率. 为此, H. Jafarkhani等提出了基于全速率的空时编码结构^[2], 其发射矩阵各行之间具有一定的正交性, 但并不是任意两行都相互正交, 因此称为准正交空时分组编码.

1 系统模型

考虑发射天线数和接收天线数分别为 N 和 M , 假设信道为准静态平坦衰落信道. 接收信号离散时间等效模型为

收稿日期: 2008-04-22

基金项目: 国家部委基金资助(51401040703CB0102)

作者简介: 解 武(1969-), 男, 哈尔滨工程大学博士研究生, E-mail: xiewu@hrbeu.edu.cn.

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k) \quad , \quad (1)$$

式中 $\mathbf{y}(k) = [y_1(k), y_2(k), \dots, y_M(k)]^T$ 为接收信号向量; $\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T$ 为发射信号向量; $\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_M(k)]^T$ 为加性高斯白噪声向量; $\mathbf{H}$ 为 $M \times N$ 信道矩阵, $\mathbf{H}$ 的元素 h_{ij} 为第 i 根发送天线到第 j 根接收天线的衰落系数。

对于给定的信道矩阵 $\mathbf{H}$, 假设发射和接收均不相关, 同时只有接收端知道信道信息, 则 $\mathbf{H}$ 为独立同分布的复高斯矩阵, 且均值为 0, 方差为 1. 假设衰落系数在一帧内保持不变, 且帧与帧之间的衰落系数相互独立, 假设接收机在 t 时刻内接收到的数据为 $r_i^t(t)$, $t = 1, 2, \dots, p$, 则计算的判决式为 $\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^M \left| y_i^j - \sum_{i=1}^N h_{ij} x_i^j \right|^2$, 并找到使其最小的 X 作为译出的码字。

2 准正交空时分组码

2.1 Jafarkhani 码

基于 Alamouti 编码方案, Jafarkhani 构造了 4 发射方案的准正交空时分组编码矩阵. 对于发射天线数为 2 的 Alamouti 方案, 其发射矩阵为 $\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$. 其中, $\mathbf{A}_{12}$ 下标 12 表示该编码单元由符号 x_1 和 x_2 决定. 而 Jafarkhani 码的编码矩阵可以表示为

$$\mathbf{C}_J = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{34} \\ -\mathbf{A}_{34}^* & \mathbf{A}_{12}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad . \quad (2)$$

$$\text{Jafarkhani 码的特点是: } \mathbf{C}_J^H \mathbf{C}_J = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b_J \\ 0 & a & -b_J & 0 \\ 0 & -b_J & a & 0 \\ b_J & 0 & 0 & a \end{bmatrix}, \text{ 其中 } b_J \text{ 为实数, 且 } a = \sum_{i=1}^4 |x_i|^2, b_J =$$

$$(x_1 x_4^* + x_1^* x_4) - (x_2 x_3^* + x_2^* x_3).$$

2.2 TBH 码

O. Tirkkonen, A. Boariu 和 A. Hottinen 构造了另一种码型的准正交分组码^[3]. 具体码型为

$$\mathbf{C}_{\text{TBH}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{34} \\ \mathbf{A}_{34} & \mathbf{A}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad . \quad (3)$$

$$\text{TBH 码的特点是: } \mathbf{C}_{\text{TBH}}^H \mathbf{C}_{\text{TBH}} = \begin{bmatrix} a & 0 & b_T & 0 \\ 0 & a & 0 & b_T \\ b_T & 0 & a & 0 \\ 0 & b_T & 0 & a \end{bmatrix}, \text{ 其中 } b_T = x_1 x_3^* + x_2 x_4^* + x_3 x_1^* + x_4 x_2^*.$$

3 新型准正交空时分组码编码方法

下面给出两种新的准正交空时分组码, 确保数据以全速率传输. 仍采用 4 发射天线、1 接收天线的系统, 但编码单元舍弃了 Alamouti 形式, 采用新的编码方法, 并且采用 2 个编码单元^[4].

3.1 第1种新型准正交分组码

第1种新型准正交分组码编码单元为 $A'_{12} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix}$; $A'_{12} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & -x_1 \end{bmatrix}$.

新的编码矩阵可以表示为

$$C_{w_1} = \begin{bmatrix} A'_{12} & A'_{34} \\ (A'_{34})^* & -(A'_{12})^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & x_3 \\ x_3^* & x_4^* & -x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}. \quad (4)$$

这种码的特点是: $C_{w_1}^H C_{w_1} = \begin{bmatrix} a & b_{w_1} & 0 & 0 \\ b_{w_1} & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & -b_{w_1} \\ 0 & 0 & -b_{w_1} & a \end{bmatrix}$, 其中 $b_{w_1} = x_1 x_2^* + x_2 x_1^* + x_3 x_4^* + x_4 x_3^*$.

3.2 第2种新型准正交分组码

第2种新型准正交分组码编码单元为 $A'_{12} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{bmatrix}$; $A'_{12} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2 & -x_1 \end{bmatrix}$.

新的编码矩阵可以表示为

$$C_{w_2} = \begin{bmatrix} A'_{12} & A'_{34} \\ (A'_{34})^H & -(A'_{12})^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ x_2 & -x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3^* & -x_4^* & -x_1^* & x_2^* \\ x_4^* & x_3^* & -x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}. \quad (5)$$

这种码的特点是: $C_{w_2}^H C_{w_2} = \begin{bmatrix} a & b_{w_2} & 0 & 0 \\ -b_{w_2} & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & -b_{w_2} \\ 0 & 0 & b_{w_2} & a \end{bmatrix}$, 其中 $b_{w_2} = (x_1 x_2^* - x_2 x_1^*) + (x_3 x_4^* - x_4 x_3^*)$.

4 准正交空时分组码译码方法

4.1 准正交空时分组码的编码发送

以第1种新型准正交分组码为例,首先对信号进行星座映射,然后每4位信号输入新型准正交分组码编

码系统,对 $c = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4]^T$ 有 $\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ c_2 & c_1 & c_4 & c_3 \\ c_3^* & c_4^* & -c_1^* & -c_2^* \\ -c_4^* & -c_3^* & c_2^* & c_1^* \end{bmatrix}$. 发射矩阵不同列代表不同发射天

线发射出的信号,各行代表各个时隙发射的信号,设 r_1, r_2, r_3, r_4 为各个时隙 $t=1, 2, 3, 4$ 时接收天线接收到的信号,路径损耗为 h_1, h_2, h_3, h_4 , 噪声为 n_1, n_2, n_3, n_4 . 由数学模型有

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ c_2 & c_1 & c_4 & c_3 \\ c_3^* & c_4^* & -c_1^* & -c_2^* \\ -c_4^* & -c_3^* & c_2^* & c_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

由式(6)有

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3^* \\ r_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & h_1 & h_4 & h_3 \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{bmatrix}, \quad (7)$$

其中信道矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \quad \mathbf{H}_2 \quad \mathbf{H}_3 \quad \mathbf{H}_4] = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & h_1 & h_4 & h_3 \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$. 对 $\mathbf{H}$ 有如下特性: $\Delta_4 = \Delta_4^H =$

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_H & b_{HW_1} & 0 & 0 \\ b_{HW_1} & a_H & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_H & -b_{HW_1} \\ 0 & 0 & -b_{HW_1} & a_H \end{bmatrix}, \text{ 其中 } a_H, b_{HW_1} \text{ 都是实数, } a_H = \|\mathbf{H}_1\|^2 = \|\mathbf{H}_2\|^2 = \|\mathbf{H}_3\|^2 =$$

$$\|\mathbf{H}_4\|^2 = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2, b_{HW_1} = \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_1 = \mathbf{H}_3^H \mathbf{H}_4 = \mathbf{H}_4^H \mathbf{H}_3 = h_1 h_2^* + h_2 h_1^* + h_3 h_4^* + h_4 h_3^*.$$

由式(7)得

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{n}. \quad (8)$$

4.2 最大似然(ML)译码算法

由最大似然准则,其解码过程即求

$$\hat{\mathbf{c}} = \operatorname{argmin} \|\mathbf{r} - \mathbf{C}_{W_1} \mathbf{H}\|^2 = \operatorname{argmin} (|\mathbf{r}|^2 - \mathbf{r}^H \mathbf{C}_{W_1} \mathbf{H} - \mathbf{H}^H \mathbf{C}_{W_1}^H \mathbf{r} + \mathbf{H}^H \mathbf{C}_{W_1}^H \mathbf{C}_{W_1} \mathbf{H}) =$$

$$\operatorname{argmin} (-2\operatorname{Re}(\mathbf{r}^H \mathbf{C}_{W_1} \mathbf{H}) + \mathbf{H}^H \mathbf{C}_{W_1}^H \mathbf{C}_{W_1} \mathbf{H}), \quad (9)$$

其中 $\hat{\mathbf{c}}$ 是映射后的符号。

假设 $\mathbf{v}_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 为发射矩阵的第 i 行,则

$$\langle \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_3 \rangle = \langle \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_4 \rangle = \langle \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3 \rangle = \langle \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_4 \rangle = 0, \quad (10)$$

其中 $\langle \mathbf{v}_i, \mathbf{v}_j \rangle = \sum_{l=1}^4 (\mathbf{v}_i)_l (\mathbf{v}_j)_l^*$ 为 $\mathbf{v}_i$ 和 $\mathbf{v}_j$ 的内积,则接收端的最大似然检测值简化为 f_{12} 和 f_{34} 的和。

$$f_{12}(c_1, c_2) = \operatorname{argmin} \left(\sum_{i=1}^4 |h_i|^2 (|c_1|^2 + |c_2|^2) - 2\operatorname{Re}\{(h_1 r_1^* + h_2 r_2^*)c_1 + (-h_3 r_3^* + h_4 r_4^*)c_1^* + \right.$$

$$\left. (h_1 r_2^* + h_2 r_1^*)c_2 + (h_3 r_4^* - h_4 r_3^*)c_2^* + (h_1 h_2^* + h_2 h_1^* - h_3 h_4^* - h_4 h_3^*)(c_1 c_2^* + c_2 c_1^*)\} \right), \quad (11)$$

$$f_{34}(c_3, c_4) = \operatorname{argmin} \left(\sum_{i=1}^4 |h_i|^2 (|c_3|^2 + |c_4|^2) - 2\operatorname{Re}\{(h_3 r_1^* + h_4 r_2^*)c_3 + (h_1 r_3^* - h_2 r_4^*)c_3^* + \right.$$

$$\left. (h_3 r_2^* + h_4 r_1^*)c_4 + (-h_1 r_4^* + h_2 r_3^*)c_4^* + (h_1 h_2^* + h_2 h_1^* - h_3 h_4^* - h_4 h_3^*)(c_3 c_4^* + c_4 c_3^*)\} \right). \quad (12)$$

可以看出 $f_{12}(c_1, c_2)$ 只与 c_1 和 c_2 有关, $f_{34}(c_3, c_4)$ 只与 c_3 和 c_4 有关,因此在接收端需要对 c_1 和 c_2 以及 c_3 和 c_4 分别进行联合检测。

4.3 QR 分解译码算法

对信道矩阵 $\mathbf{H}$ 进行 QR 分解,则有 $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{R}$. 其中 $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \mathbf{R}_{12} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{33} & \mathbf{R}_{34} \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{R}_{44} \end{bmatrix}$, 为 4×4 的上三角矩阵,并且可

以得到关系式: $\mathbf{R}_{11} = \mathbf{R}_{22}, \mathbf{R}_{33} = \mathbf{R}_{44}, \mathbf{R}_{12} = \mathbf{R}_{34}$, 其中 $\mathbf{U}$ 为 4×4 的正交阵,即 $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}_4, \mathbf{I}_4$ 为 4×4 的单位矩阵^[5]。

此时在式(7)两边同时乘以 $\mathbf{U}^H$,可以得到 $\mathbf{r}' = \mathbf{R}\mathbf{c} + \mathbf{n}'$. 其中 $\mathbf{r}' = [r'_1, r'_2, r'_3, r'_4]^T = \mathbf{U}^H \mathbf{r}, \mathbf{n}' = [n'_1, n'_2, n'_3, n'_4]^T = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$ 分别为 QR 分解后的接收信号向量和噪声向量。由于 $\mathbf{U}$ 为正交阵,所以噪声向量 $\mathbf{n}$ 仍为复高斯白

噪声向量. 对 c 进行最大似然译码, 即相当于使下式成立

$$\hat{c} = \underset{c \in C}{\operatorname{argmin}} \|r' - Rc\|^2. \quad (13)$$

取 $d_1 = \|r'_1 - R_{11}c_1 - R_{12}c_2\|^2$, $d_2 = \|r'_2 - R_{22}c_2\|^2$, $d_3 = \|r'_3 - R_{33}c_3 - R_{34}c_4\|^2$, $d_4 = \|r'_4 - R_{44}c_4\|^2$, 则式

$$(13) \text{ 等效为 } \hat{c} = \underset{c \in C}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=1}^4 d_k. \quad (14)$$

由 d_1, d_3 表达式可以看出, 要使准正交码能够获得最大似然译码性能, 须对 (c_1, c_2) 和 (c_3, c_4) 两对传输信号进行联合译码. 由式(14)可以得到 (c_1, c_2) 和 (c_3, c_4) 的联合译码判决表达式为

$$\begin{aligned} (\hat{c}_1, \hat{c}_2) &= \underset{(c_1, c_2) \in C}{\operatorname{argmin}} (d_1 + d_2), \\ (\hat{c}_3, \hat{c}_4) &= \underset{(c_3, c_4) \in C}{\operatorname{argmin}} (d_3 + d_4). \end{aligned} \quad (15)$$

可先对 c_2, c_4 进行最大似然译码, 然后假定判决 $\hat{c}_2, \hat{c}_4$ 正确, 代入 $\bar{r}_1 = r'_1 - R_{12}\hat{c}_2$, $\bar{r}_3 = r'_3 - R_{34}\hat{c}_4$, 得到判决向量进行最大似然译码^[6].

5 仿真结果与分析

错误概率的计算可以通过分集乘积的积分得到^[7], 分集乘积的定义为

$$\lambda = \min_{(C \neq \tilde{C})} |\det[(C - \tilde{C})^H (C - \tilde{C})]|^{1/2N}, \quad (16)$$

其中 N 是发射天线数, $\tilde{C}$ 是 C 的错误估计. 假设 $B = (C - \tilde{C})$, 且 $\tilde{x}_i = (x_i, -x_i)$, $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ 是差别矩阵的元素, 则第 1 种新的编码的分集乘积为

$$\lambda_{w_1} = \min_{(C \neq \tilde{C})} |\det[B_{w_1}^H B_{w_1}]|^{1/2N} = \min_{(C \neq \tilde{C})} \left| \det \begin{bmatrix} a & b_{w_1} & 0 & 0 \\ b_{w_1} & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & -b_{w_1} \\ 0 & 0 & -b_{w_1} & a \end{bmatrix} \right|^{1/2N}, \quad (17)$$

其中 $a = \sum_{i=1}^4 |x_i|^2$, $b_{w_1} = x_1 x_2^* + x_2 x_1^* + x_3 x_4^* + x_4 x_3^*$, $\det[B_{w_1}^H B_{w_1}] = (a^2 - b_{w_1}^2)^2$.

图 1 给出了 Jafarkhani 码, TBH 码和 2 种新型准正交码的性能仿真曲线图. 具体的仿真条件为: 信道为准静态、平坦衰落信道, 发射天线功率相等, 接收天线上的噪声为相互独立的复高斯随机变量; 采用 QPSK 调制, 信号能量为 1. 由图 1 可以看出, 第 1 种新型准正交码(NW1)性能优于 Jafarkhani 码, 在误比特率(BER)为 10^{-3} 时信噪比(SNR)降低 1 dB; 第 2 种新型准正交码(NW2)在 BER 为 10^{-3} 和 10^{-4} 时比 TBH 编码 SNR 分别降低约 0.7 dB 和 1.3 dB, 这是由分集乘积不同决定的.

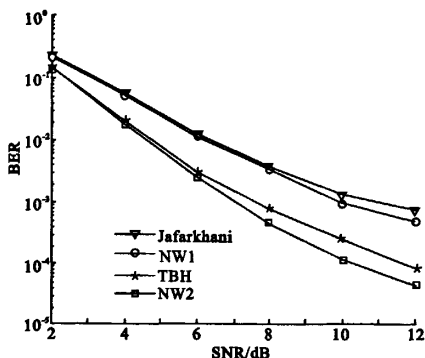


图 1 准正交空时分组码误比特率性能比较 1

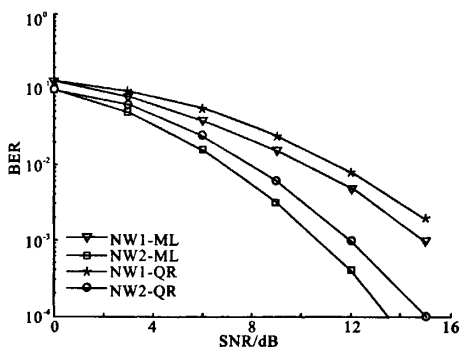


图 2 准正交码译码算法误比特率性能比较 2

(下转第 572 页)

- [4] Tu W H, Chang K. Compact Second Harmonic-suppressed Bandstop and Bandpass Filters Using Open Stubs [J]. IEEE Trans on Microw Theory Tech, 2006, 54(6): 2497-2502.
- [5] Kuo J T, Shih E. Microstrip Stepped Impedance Resonator Band-pass Filter with an Extended Optimal Rejection Bandwidth [J]. IEEE Trans on Microw Theory Tech, 2003, 51(5): 1554-1559.
- [6] Garde M J, Sorolla M, Guglielmi M. New Microstrip 'Wiggly-line' Filters with Spurious Passband Suppression [J]. IEEE Trans on Microw Theory Tech, 2001, 49(9): 1593-1598.
- [7] Hsieh M Y, Wang S M. Compact and Wideband Microstrip Bandstop Filter [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2005, 15(7): 472-474.
- [8] Li R, Kim D I, Choi C M. Compact Structure with Three Attenuation Poles for Improving Stopband Characteristics [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006, 16(12): 663-665.
- [9] Lee H S, Choi K, Hwang H Y. A Harmonic and Size Reduced Ring Hybrid Using Coupled Lines [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(4): 259-261.
- [10] Zhang J, Li L Y, Gu J Z, et al. Compact and Harmonic Suppression Wilkinson Power Divider with Short Circuit Anti-coupled line [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(9): 661-663.

(编辑: 郭 华)

(上接第 567 页)

图 2 给出了 2 种新型准正交码采用不同译码方式时的性能仿真. 由图 2 可以看到, QR 分解算法性能较 ML 算法性能稍差, 当 BER 等于 10^{-3} 时要大约差 1 dB, 主要是由于 QR 分解算法中没有针对干扰的消除过程. 但是 QR 译码算法译码复杂度降低, 是一种次优译码方案.

6 结 束 语

提出了两种新的 4 天线准正交空时分组码编码方案, 舍弃了 Alamouti 形式的编码单元, 采用了新的编码方法, 并且采用 2 个编码单元, 增加了 4 天线准正交空时分组码的可用码字. 比较了最大似然译码与 QR 分解算法, 实验仿真结果证明文中方案与已有典型的准正交空时分组码相比, 具有较好的误码性能; QR 分解算法对新的准正交分組码具有较好的检测性能, 译码复杂度大大降低.

参考文献:

- [1] Alamouti S M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications [J]. IEEE JSAC, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] Jafarkhani H. A Quasi-orthogonal Space Time Block Codes [J]. IEEE Trans on Common, 2001(49): 1-4.
- [3] Tirkkonen O, Boariu A, Hottinen A. Minimal Nonorthogonality Rate One Space Time Block Codes for $3+T_x$ Antennas [C]//Proc IEEE Int Symp on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA 2000. Newark: ISSSTA, 2000: 429-432.
- [4] Sezgin A, Jorswieck E A. Tight Upper Bound on the Outage Probability of QSTBC[J]. Communications Letters, IEEE, 2006, 10(11): 784-786.
- [5] Zhang Xianda. Matrix Analysis and Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 229-243.
- [6] 张朝柱. 选择性衰落信道下的空时分组码研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2006: 67-68.
Zhang Chaozhu. Research on Space-time Block Codes under Selective Fading Channels[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2006: 67-68.
- [7] Tarkh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time Block Codes from Orthogonal Designs [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1999, 45(5): 1456-1467.

(编辑: 齐淑娟)

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训：

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com)，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势：

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

联系我们：

- ※ 易迪拓培训官网：<http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网：<http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店：<http://shop36920890.taobao.com>