

频率选择性衰落信道中的时间反转 正交空时分组码设计

董宇, 赵慧, 王文博

(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室, 100876, 北京)

摘要: 针对空时分组码在频率选择性衰落信道中误码率性能损失严重的问题, 提出了一种时间反转坐标交织正交码设计方案(TR-CIOD). 先将空时码的部分传输数据进行时间反转, 按照特定数据格式改变符号时序进行传输, 然后利用正交空时分组码等效信道矩阵的正交性和循环矩阵的乘法特性, 在接收端进行空时匹配滤波. TR-CIOD 方案能够降低符号间干扰对数据传输的影响, 在保证获得空时码多天线分集增益的同时, 还能有效合并信道多径, 获得多径分集增益. 仿真结果表明, 在 2 径信道、误码率为 10^{-5} 时, TR-CIOD 方案比平坦信道中的坐标交织正交码设计方案的信噪比增益提高了 5.5 dB.

关键词: 频率选择性衰落信道; 空时分组码; 时间反转

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)08-0053-06

Time-Reversal Orthogonal Space-Time Block Coding Design for Frequency-Selective Fading Channels

DONG Yu, ZHAO Hui, WANG Wenbo

(Key Laboratory of Universal Wireless Communication, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: Focusing on the problem that the bit error rate performance of the space-time block codes decreases in frequency-selective fading channels, a time-reversal coordinate interleaved orthogonal coding design(TR-CIOD) is proposed. Data symbols are transmitted in designed format and some of the symbols are time-reversed. It is the orthogonality of the equivalent channel matrix and the multiplication property of the circulant matrix that the influence on performance caused by intersymbol interference is greatly reduced after matching filters at receivers. TR-CIOD can achieve multi-antenna diversity gain as well as multi-path diversity gain. Simulation results with 10^{-5} bit error rate and 2-ray channels and comparisons with the coordinate interleaved orthogonal design in frequency flat channel show that TR-CIOD performs obviously better, and achieves about 5.5 dB SNR gain.

Keywords: frequency-selective fading channel; space-time block code; time-reversal

作为一种简单有效的传输分集方式, 空时编码^[1-3]技术受到了广泛的关注. 空时编码在频率平坦信道中传输时能够获得预期的分集增益, 而在频率选择性衰落信道(简称频选信道)中, 由于数据传输

经过多条路径, 而多径传输时延不同, 因此会产生符号间干扰. 受到符号间干扰的影响, 空时编码在频选信道中不能获得应有的分集增益, 误码率性能被严重减弱. 正交频分复用(OFDM)^[4]、码分多址(CD-

MA)^[5]等技术虽然能够克服信道的频选多径衰落,使得空时分组码获得应有的多天线分集增益,但都不能有效地利用信道多径,而且这些技术都存在复杂度高等问题.本文提出了一种频选信道下的时间反转正交空时分组码设计方案,在获得多天线分集增益的同时还能有效地合并信道多径,获得多径分集增益,进一步提高了传输可靠性.

1 频选多天线信道系统模型

在 MIMO 系统中,发射端天线数为 N_t ,接收端天线数为 N_r (本文中 $N_r=1$),数据传输经过频选信道.假设各发射天线相距足够远且信道在数据块传输过程中准静止,则信号经过的信道相互独立,并且在数据块传输时间内信道状态不变.频选信道的信道冲击响应是有限冲击响应,数据传输经历的多径数为 $L+1$ 径 ($L=0$ 时为频率平坦信道),各径之间的传输时延取决于具体信道模型.发射天线 i ($i=1, 2, \dots, N_t$) 到接收天线的信道冲击响应可以表示为

$$\mathbf{h}_i = [h_i(0), h_i(1), \dots, h_i(L)]^T \quad (1)$$

信道独立同分布,服从均值为 0 的复高斯分布,平均功率 $\mathbf{p}_i = [\rho_i^2(0), \rho_i^2(1), \dots, \rho_i^2(L)]^T$,且总功率为 1,即 $\sum_{l=0}^L \rho_i^2(l) = 1$.

令 $\mathbf{s}_i$ ($i=1, 2, \dots, N_t$) 为各发射天线上传输的数据序列,数据序列的符号个数均为 K ($K \gg L$),假设路径 $h_i(0)$ 与路径 $h_i(L)$ 之间的时延为 τ 个符号时间,则接收端收到长度为 $K+\tau$ 的数据序列 $\mathbf{y} = [y(1), \dots, y(K), y(K+1), \dots, y(K+\tau)]^T$,那么系统的传输方程为

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^{N_t} (\mathbf{H}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{n}_i$ 为均值为 0、方差为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声序列,序列长度为 $K+\tau$; $\mathbf{H}_i$ 为发射天线 i 到接收天线的等效信道矩阵

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_i(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ h_i(1) & h_i(0) & 0 & & \vdots & 0 & 0 \\ h_i(2) & h_i(1) & h_i(0) & \cdots & 0 & \vdots & 0 \\ h_i(3) & h_i(2) & h_i(1) & \cdots & h_i(0) & 0 & \vdots \\ \vdots & h_i(3) & h_i(2) & \cdots & h_i(1) & h_i(0) & 0 \\ h_i(L) & \vdots & h_i(3) & \cdots & h_i(2) & h_i(1) & h_i(0) \\ 0 & h_i(L) & \vdots & & h_i(3) & h_i(2) & h_i(1) \\ \vdots & 0 & h_i(L) & & \vdots & h_i(3) & h_i(2) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & h_i(L) & \vdots & h_i(3) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_i(L) & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_i(L) \end{bmatrix}_{(K+\tau) \times K} \quad (3)$$

将接收数据序列的后 τ 个符号截取下来,与接收数据的前 τ 位对应依次叠加,得到长度为 K 的新接收数据序列

$$\mathbf{y} = [(y(1) + y(K+1)), (y(2) + y(K+2)), \dots, (y(\tau) + y(K+\tau)), \dots, y(K)]^T \quad (4)$$

将噪声序列 $\mathbf{n}_i$ 进行同样的变化,使其序列长度为 K ,即

$$\mathbf{n}_i = [(n_i(1) + n_i(K+1)), (n_i(2) + n_i(K+2)), \dots, (n_i(\tau) + n_i(K+\tau)), \dots, n_i(K)]^T \quad (5)$$

对式(3)进行矩阵变换,则等效信道矩阵为

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_i(0) & 0 & 0 & \cdots & h_i(3) & h_i(2) & h_i(1) \\ h_i(1) & h_i(0) & 0 & & \vdots & h_i(3) & h_i(2) \\ h_i(2) & h_i(1) & h_i(0) & \cdots & h_i(L) & \vdots & h_i(3) \\ h_i(3) & h_i(2) & h_i(1) & \cdots & 0 & h_i(L) & \vdots \\ \vdots & h_i(3) & h_i(2) & & \vdots & 0 & h_i(L) \\ h_i(L) & \vdots & h_i(3) & \cdots & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & h_i(L) & \vdots & & 0 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & h_i(L) & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & \cdots & h_i(0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & & h_i(1) & h_i(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & h_i(2) & h_i(1) & h_i(0) \end{bmatrix}_{K \times K} \quad (6)$$

数据序列 $\mathbf{s}_i$ 不变,接收数据序列 $\mathbf{y}$ 、噪声序列 $\mathbf{n}_i$ 和等效信道矩阵 $\mathbf{H}_i$ (式(4)~式(6)),满足式(2)所示的系统传输方程.

式(6)的 $\mathbf{H}_i$ 是 $K \times K$ 维的循环矩阵^[6].循环矩阵是一种特殊的矩阵形式,符合矩阵乘法交换率.若循环矩阵 $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{B}$ 满足 $\mathbf{AB} = \mathbf{BA}$,则循环矩阵的转置和共轭转置仍为循环矩阵,即 $\mathbf{A}^T$ 和 $\mathbf{A}^H$ 也是循环矩阵,可得 $\mathbf{A}^T \mathbf{B} = \mathbf{BA}^T$, $\mathbf{A}^H \mathbf{B} = \mathbf{BA}^H$.

2 时间反转坐标交织正交码

坐标交织正交码^[7-8] (CIOD) 是正交空时分组码的一种,本文对 CIOD 码进行频选信道中的时间反转设计,同理可推广至其他正交空时分组码.

CIOD 码由不同数据符号的实、虚部交织得到编码符号,编码符号矩阵具有正交性. CIOD 码在不同发射天线数时都能满足全速率、全分集和低译码复杂度的要求.令 x_i ($i=1, 2, 3, 4$) 表示调制数据符号, $(\cdot)^R$ 和 $(\cdot)^I$ 分别表示数据的实部和虚部,则 4 发射天线的 CIOD 编码矩阵可表示为

$$\mathbf{X} =$$

$$\begin{bmatrix} x_1^R + jx_3^I & x_2^R + jx_4^I & 0 & 0 \\ -x_2^R + jx_4^I & x_1^R - jx_3^I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_3^R + jx_1^I & x_4^R + jx_2^I \\ 0 & 0 & -x_4^R - jx_2^I & x_3^R - jx_1^I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & 0 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3 & s_4 \\ 0 & 0 & -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $s_1 = x_1^R + jx_3^I$, $s_2 = x_2^R + jx_4^I$, $s_3 = x_3^R + jx_1^I$, $s_4 = x_4^R + jx_2^I$ 为编码符号,每个编码符号都是由不同数据符号的实部和虚部交织组合而成,编码矩阵具有正交性。

式(7)中的 4 发射天线的 CIOD 空时码并不只是 2 个 Alamouti 编码块的简单组合. 简单的 2 个 Alamouti 编码块组合,只能获得 Alamouti 原有的 2 阶分集增益. CIOD 通过将不同数据符号的实、虚部进行交织,使得每个数据符号都将经由全部的发射天线进行传输,尽管每个天线上传输的只是部分数据符号,但却可以获得 4 阶完全天线分集增益。

2.1 时间反转坐标交织正交码

设计 4 种数据序列,分别是正常时间顺序的编码符号序列 s_i ($i=1,2,3,4$)、编码符号复共轭的时间反转序列 $\tilde{s}_i^*$ ($i=1,2,3,4$) 以及全 0 序列 $\mathbf{0}_{1 \times K}$ 和保护间隔序列 $\mathbf{0}_{1 \times L}$. 序列 s_i 、 $\tilde{s}_i^*$ 和 $\mathbf{0}_{1 \times K}$ 的数据长度为 K , $\mathbf{0}_{1 \times L}$ 是长度为 L 的全 0 序列,其作用是防止相邻数据块之间的干扰, t 为编码周期 ($t=4$). 序列 s_i 和 $\tilde{s}_i^*$ 的格式如图 1 所示。

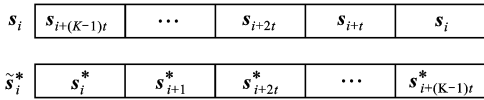


图 1 正常时间序列和时间反转序列的数据格式

对 4 发射天线的 CIOD 码进行时间反转设计,按照 CIOD 码的编码顺序交替发送对应的正常时间间隔序列和时间反转序列,在各序列间发送保护间隔以防止干扰. TR-CIOD 方案的数据传输格式如图 2 所示。

对应发射端的数据时序,接收数据可以表示为

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{s}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_1 \quad (8)$$

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{H}_2 \tilde{s}_1^* - \mathbf{H}_1 \tilde{s}_2^* + \mathbf{n}_2 \quad (9)$$

$$\mathbf{y}_3 = \mathbf{H}_3 \mathbf{s}_3 + \mathbf{H}_4 \mathbf{s}_4 + \mathbf{n}_3 \quad (10)$$

$$\mathbf{y}_4 = \mathbf{H}_4 \tilde{s}_3^* - \mathbf{H}_3 \tilde{s}_4^* + \mathbf{n}_4 \quad (11)$$

对式(9)和式(11)取时间反转及复共轭

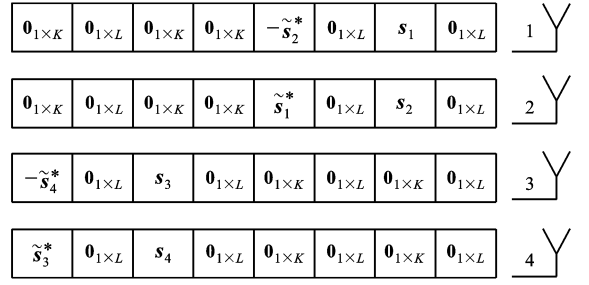


图 2 TR-CIOD 方案的数据传输时序

$$\tilde{\mathbf{y}}_2^* = \tilde{\mathbf{H}}_2^* \mathbf{s}_1 - \tilde{\mathbf{H}}_1^* \mathbf{s}_2 + \tilde{\mathbf{n}}_2^* \quad (12)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_4^* = \tilde{\mathbf{H}}_4^* \mathbf{s}_3 - \tilde{\mathbf{H}}_3^* \mathbf{s}_4 + \tilde{\mathbf{n}}_4^* \quad (13)$$

式中: $\tilde{\mathbf{H}}_i^*$ 是对循环矩阵 $\mathbf{H}_i$ 的复共轭及时间反转. 对 $\mathbf{H}_i$ 进行复共轭及时间反转操作,得到原矩阵的共轭转置矩阵 $\mathbf{H}_i^H$,即 $\tilde{\mathbf{H}}_i^* = \mathbf{H}_i^H$. 由式(8)、式(10)、式(12)、式(13),令 $\mathbf{0}$ 为 $K \times K$ 全 0 矩阵,系统的传输方程可以写为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (14)$$

具体形式为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \tilde{\mathbf{y}}_2^* \\ \mathbf{y}_3 \\ \tilde{\mathbf{y}}_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_2 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}_2^H & -\mathbf{H}_1^H & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_3 & \mathbf{H}_4 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_4^H & -\mathbf{H}_3^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \\ \mathbf{s}_3 \\ \mathbf{s}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \tilde{\mathbf{n}}_2^* \\ \mathbf{n}_3 \\ \tilde{\mathbf{n}}_4^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

定义块对角矩阵

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{12}^{-1/2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_{12}^{-1/2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_{34}^{-1/2} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_{34}^{-1/2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{H}_{12} = |\mathbf{H}_1|^2 + |\mathbf{H}_2|^2$, $\mathbf{H}_{34} = |\mathbf{H}_3|^2 + |\mathbf{H}_4|^2$. 将式(15)乘以 $\mathbf{D}\mathbf{H}^H$,进行空时滤波,可得

$$\mathbf{z} = \mathbf{D}\mathbf{H}^H \mathbf{y} = \mathbf{D}\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{D}\mathbf{H}^H \mathbf{n} = \mathbf{D}\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (17)$$

式中: $\mathbf{v} = \mathbf{D}\mathbf{H}^H \mathbf{n}$,是经过滤波后的噪声序列,仍然是加性高斯白噪声序列。

由循环矩阵乘法特性和 CIOD 码等效信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的正交性可知, $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 非主对角线上的干扰项为 $\mathbf{0}$. 式(17)可以表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{z}_3 \\ \mathbf{z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{12}^{1/2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_{12}^{1/2} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_{34}^{1/2} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_{34}^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \\ \mathbf{s}_3 \\ \mathbf{s}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \mathbf{v}_3 \\ \mathbf{v}_4 \end{bmatrix} \quad (18)$$

根据 CIOD 码的编码结构(如式(7)所示),序列 s_1 和 s_3 分别由符号序列 x_1 和 x_3 的实、虚部交织组合而成,需要进行成对译码,即 x_1 和 x_3 需要进行成对译码. 同理,序列 s_2 和 s_4 分别由符号序列 x_1 和 x_4 的实虚部交织组合而成,需要对 x_2 和 x_4 进行成对译码. 将式(18)中的序列 $s_i (i=1, 2, 3, 4)$ 分别用数据符号序列 $x_i (i=1, 2, 3, 4)$ 表示,对 2 个符号序列对 (x_1, x_3) 和 (x_2, x_4) 进行成对译码如下

$$(\hat{x}_1, \hat{x}_3) = \underset{(x_1, x_3)}{\operatorname{argmin}} \{ \|z_1 - H_{12}^{1/2}(x_1^R + jx_3^I)\|^2 + \|z_3 - H_{34}^{1/2}(x_3^R + jx_1^I)\|^2 \} \quad (19)$$

$$(\hat{x}_2, \hat{x}_4) = \underset{(x_2, x_4)}{\operatorname{argmin}} \{ \|z_2 - H_{12}^{1/2}(x_2^R + jx_4^I)\|^2 + \|z_4 - H_{34}^{1/2}(x_4^R + jx_2^I)\|^2 \} \quad (20)$$

式中: $x_i = [x_i, x_{i+1}, \dots, x_{i+(K-1)t}]^T (i=1, 2, 3, 4)$ 是数据符号序列,序列 $\hat{x}_i$ 表示对 x_i 的估计,各序列长度均为 K .

2.2 关于分集度的讨论

数据符号序列和差错译码符号序列分别表示为 (x_1, x_2, x_3, x_4) 和 $(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4)$. 由式(19)、式(20)可知,成对序列 (x_1, x_3) 和 (x_2, x_4) 的译码过程相同,所以只需分析 (x_1, x_3) 的情况, (x_2, x_4) 有相同结论.

假设在接收端,完全已知信道状态信息. 条件成对差错概率的上界^[9]可以表示为

$$P((x_1, x_3), (\hat{x}_1, \hat{x}_3) | H) \leq \exp\left(\frac{d^2((x_1, x_3), (\hat{x}_1, \hat{x}_3))}{8N_0}\right) \quad (21)$$

式中: $d^2((x_1, x_3), (\hat{x}_1, \hat{x}_3))$ 表示数据符号序列 (x_1, x_3) 和差错译码符号序列 $(\hat{x}_1, \hat{x}_3)$ 之间的欧氏距离.

$$d^2((x_1, x_3), (\hat{x}_1, \hat{x}_3)) =$$

$$\|H_{12}^{1/2}(e_1^R + je_3^I)\|^2 + \|H_{34}^{1/2}(e_3^R - je_1^I)\|^2 = \|H_1(e_1^R + je_3^I)\|^2 + \|H_2(e_1^R + je_3^I)\|^2 + \|H_3(e_3^R - je_1^I)\|^2 + \|H_4(e_3^R - je_1^I)\|^2 \quad (22)$$

式中: 序列 $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$ 和 $e_3 = x_3 - \hat{x}_3$ 是数据符号序列和差错译码符号序列的差错序列,长度均为 K .

定义差错矩阵 $E_i (i=1, 2, 3, 4)$, 则有

$$E_i = \begin{bmatrix} e_i(1) & e_i(2) & \cdots & e_i(K) \\ e_i(K) & e_i(1) & \cdots & e_i(K-1) \\ e_i(K-1) & e_i(K) & \cdots & e_i(K-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_i(K-L+1) & e_i(K-L+2) & \cdots & e_i(K-L) \end{bmatrix}_{(L+1) \times K} \quad (23)$$

式(22)可以改写为

$$d^2((x_1, x_3), (\hat{x}_1, \hat{x}_3)) = \|h_1^T(E_1^R + jE_3^I)\|^2 + \|h_2^T(E_1^R + jE_3^I)\|^2 +$$

$$\|h_3^T(E_3^R - jE_1^I)\|^2 + \|h_4^T(E_3^R - jE_1^I)\|^2 = \sum_{l=0}^L [(|h_1(l)|^2 + |h_2(l)|^2) \|E_1^R + jE_3^I\|^2 + (|h_3(l)|^2 + |h_4(l)|^2) \|E_3^R - jE_1^I\|^2] \quad (24)$$

式中: 范数项 $\|E_1^R + jE_3^I\|^2$ 和 $\|E_3^R - jE_1^I\|^2$ 的值取决于 $e_i(k)$, 与数据符号的调制方式有关. 采用关于坐标轴对称的星座(如 M -PSK、 M -QAM 等, $M \geq 4$) 进行调制时,范数项的最小值为 0. 对调制星座进行一定角度的星座旋转^[3]可以使得 2 个范数项的值都不为 0.

当 $h_i(l)$ 服从复高斯分布,各径独立同分布,并且 $\|E_1^R + jE_3^I\|^2$ 和 $\|E_3^R - jE_1^I\|^2$ 都不为 0 时,

$|h_i(l)|^2$ 服从 χ^2 分布,自由度为 4, $\sum_{l=0}^L |h_i(l)|^2$ 合并 $(L+1)$ 条多径. 当各径平均功率相同时,本文 TR-CIOD 设计可以获得最大为 $4(L+1)$ 阶的分集增益,其中,多天线分集增益为 4 阶,最大多径分集增益为 $(L+1)$ 阶,而文献[10-11]中的 TR-Alamouti 方案可以获得最大为 $2(L+1)$ 阶的分集增益.

2.3 关于传输效率的讨论

传输效率是指有效传输信号与总传输信号之比. 没有时间反转的空时编码方案(如 Alamouti、CIOD 等),其有效传输信号与总传输信号数量相等,传输效率为 1. 时间反转设计方案(如 TR-Alamouti、TR-CIOD 等),由于在数据序列之间插入了保护间隔,传输效率有一定的损失,为数据符号数与总传输符号数的比值 $K/(K+\tau)$, $\tau \geq 1$ 时均小于 1,具体数值与数据符号数和频选信道的多径时延有关. 由此可知,频选信道中的时间反转设计在提高分集增益的同时,降低了传输效率.

3 时间反转正交空时分组码设计

频选信道中的时间反转正交空时分组码设计在获得多天线分集增益的同时,还能够对信道多径进行合并,获得多径分集增益,提高数据传输的可靠性性能,具体实现步骤如下.

(1) 进行时间反转设计的正交空时分组码,其系统传输方程能够用等效信道矩阵形式表示,并且等效信道矩阵同样具有正交性,即空时编码矩阵和等效信道矩阵之间存在正交结构的可传递性.

(2) 在发射端,将编码符号按特定顺序排列(参见图 1),分为正常时序序列及时间反转序列,各序列符号长度相等. 同一天线上的 2 种时间序列交替

传输,序列之间加入保护间隔(参见图2),间隔长度不小于最大多径时延,各天线上对应时刻的保护间隔长度相同.在不同天线上,同时传输的是相同时序的序列(同时为正常时序、反转序列或保护间隔).

(3)在接收端,完全已知信道状态信息.将各天线的子信道矩阵 $\mathbf{H}_i$ 表示为循环矩阵形式,进行空时匹配滤波,根据等效信道矩阵的正交性和循环矩阵的乘法交换特性 $\mathbf{A}^H \mathbf{B} = \mathbf{B} \mathbf{A}^H$,可以消除数据序列之间的干扰,并降低符号间干扰对数据传输的影响.

(4)对经过空时匹配滤波的接收数据进行译码.

根据以上设计思想可知,很多正交空时分组码都可以进行时间反转设计.准正交空时分组码^[2-3]是由正交空时分组码扩展而成的,已知时间反转设计对很多准正交码同样适用^[12-13].

4 仿真结果

仿真中采用 QPSK 调制方式.选用 2 种信道环境,分别是频选信道和频率平坦信道.频选信道 2 径(即 $L=1$),2 径独立同分布,服从均值为 0 的复高斯分布,总功率为 1,路径时延为 1 个符号时间.平坦信道为单径,功率与频选信道总功率相等为 1.

在路径总功率为 1 时,对频选信道的 2 径平均分配功率.在频选信道中分别对 TR-Alamouti 方案^[10]和本文 TR-CIOD 方案进行误码率性能仿真,在频率平坦信道中分别对 Alamouti 方案^[11]和 CIOD 方案^[7]进行误码率性能仿真,结果如图 3 所示.由图 3 可以看出,Alamouti 方案和 CIOD 方案的分集度分别为 2 和 4,TR-Alamouti 方案和本文方案在获得了多天线分集增益的同时还获得了最大多径分集增益,分集度分别为 $2(L+1)=4$ 和 $4(L+1)=8$.分集度差异体现在误码率性能曲线上,当误码率为 10^{-5} 时,时间反转坐标交织正交码相比于坐标交织正交码有 5.5 dB 的性能增益.

在路径总功率为 1 时,对频选信道的功率分配比例进行调整,2 径的功率分配比从 5:5 调整至 9:1.图 4 所示为调整路径功率比时本文方案的误码率性能.由图 4 可以看出,2 径平均功率相同时,分集度最高,随着平均功率差异越来越大,所能获得的分集增益逐渐降低,趋于接近平坦单径信道中的 CIOD 的分集度.由以上现象可知,时间反转设计可以有效地合并多径,当各路径平均功率相等时能够获得最大多径分集增益.在实际的通信环境中,多径信道各路径的平均功率彼此不等,存在或大或小的差异,不能获得最大的多径分集增益,但相对于频率平

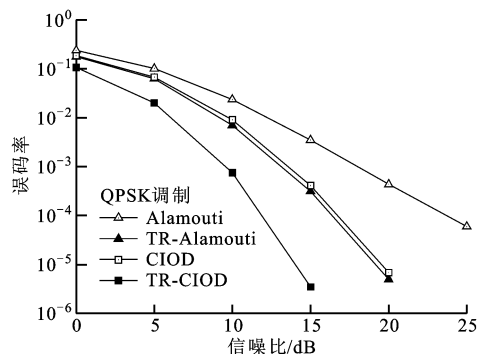


图3 几种空时编码方案的误码率性能比较

坦的单径信道,多径分集增益对误码率性能的改善仍然很明显.

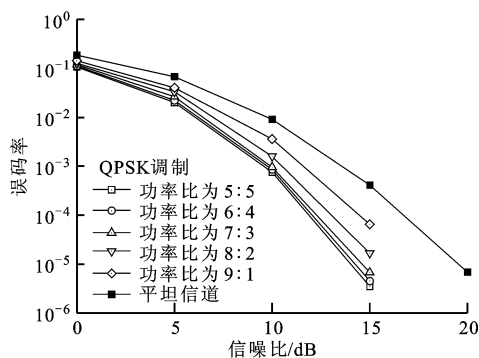


图4 本文 TR-CIOD 方案在不同功率比时的误码率性能

5 结论

本文提出了频选信道中的正交空时分组码时间反转设计,对坐标交织正交码进行了时间反转设计,对时间反转设计所能够获得的分集增益进行了分析.理论分析和仿真结果表明,频选信道中的时间反转空时分组码设计在获得多天线分集增益的同时,还能够对传输多径进行合并获得多径分集增益,从而进一步提高了传输的可靠性.

参考文献:

- [1] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal of Selective Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] JAFARKHANI H. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(1): 1-4.
- [3] WANG Dong, XIA Xianggen. Optimal diversity product rotations for quasi-orthogonal STBC with MPSK symbols[J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9

- (5): 420-422.
- [4] AKAY E, AYANOGLU E. Achieving full frequency and space diversity in wireless systems via BICM, OFDM, STBC, and Viterbi decoding [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(12): 2164-2172.
- [5] DING Zhiguo, WARD D B, WOON H C. A general scheme for equalization of space-time block-coded systems with unknown CSI [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(7): 2737-2746.
- [6] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004: 133-136.
- [7] KHAN M Z A, RAJAN B S, LEE H H. Rectangular co-ordinate interleaved orthogonal designs[C]// Proceedings of IEEE Globe Telecommunications Conference, GLOBECOM 2003. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2003: 2004-2009.
- [8] KHAN M Z A, RAJAN B S. Single-symbol maximum likelihood decodable linear STBCs [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(5): 2062-2091.
- [9] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(2): 744-765.
- [10] LINDSKOG E, FLORE D. Time-reversal space-time block coding and transmit delay diversity — separate and combined [C]// Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 2000. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2000: 572-577.
- [11] SONG Lingyang, DE LAMARE R C, BURR A G. Successive interference cancellation schemes for time-reversal space-time block codes [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(1): 642-648.
- [12] HE Lei, GE Hongya. Quasi-orthogonal space-time block coded transceiver systems over frequency selective wireless fading channels [C] // Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP 2004. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2004: 321-324.
- [13] MHEIDAT H, UYSAL M, AL-DHAHIR N. Quasi-orthogonal time-reversal space-time block coding for frequency-selective channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(2): 772-778.

(编辑 刘杨)