

满速率串行级联空时分组 MTCM 编码方法研究

敖 珺^① 敖发良^② 廖桂生^①

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

^②(桂林电子科技大学通信与电子工程学院 桂林 541004)

摘要: 该文研究了级联空时编码系统在编码增益, 分集增益和传输能量效率的限定下最大化传输速率的问题, 提出了一种在保留 TCM 编码方法校验位冗余的同时, 还可获得满速率串行级联空时分组 TCM 编码方法。新方法通过引入具有不同功率分集因子的正交发射码字矩阵, 并给出新的译码算法, 从而使得新的编码方法在获得满速率的同时还可以获得满分集增益。分析和 MATLAB 仿真结果表明, 在相同的编码状态数下, 新方法在编码增益上比现有的满速率超正交空时分组编码方法提高 1dB 左右。

关键词: 空时分组码; 网格编码调制; 多维网格编码调制; 超正交空时格形码

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)01-0091-05

A New Design for Concatenated Space-Time Block Code M-TCM

Ao Jun^① Ao Fa-liang^② Liao Gui-sheng^①

^①(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(College of Information and Communication, Gulling University of Electronic and Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: The maximization of data rate under the constraint of diversity gain, coding gain and total transmit power is a considerable issue in concatenated orthogonal space-time coding system. Based on the concatenated orthogonal space-time coding design criterion, this paper proposed a novel full-rate concatenated orthogonal space-time block codes with multiple trellis coded modulation approach. By introducing the power diversity factor, a new combining algorithm for maximum likelihood decoding is derived. Simulation are performed over the fast and the slow Rayleigh fading channels to demonstrate the 1dB coding gain of the proposed concatenated orthogonal space-time block codes with multiple trellis coded modulation schemes over the super orthogonal space-time coding schemes.

Key words: Space-Time Block Code (STBC); Trellis Coded Modulation (TCM); MTCM; Super-orthogonal space-time trellis code

1 引言

随着移动通信技术的不断发展, 对传输速率提出了越来越高的要求。在 MIMO 通信系统中, 在获取满分集和大的编码增益的同时保持高的信号传输速率一直是空时编码设计的研究热点。空时编码方法可分为空时网格码^[1], 空时分组码^[2], 级联空时分组码^[3,4]等。空时网格码(STTC)的优点是性能较好, 缺点是码搜索困难, 且对于发射天线数固定的空时网格码而言, 其译码复杂度与传输速率成指数关系, 而且现有的 STTC 设计方案在不同的信道衰落条件下, 不一定能获得满分集增益。空时分组码(STBC)通过简单的发射正交矩阵结构和最大似然译码算法来实现满发射分集的优势受到了广泛关注。然而, STBC 的缺点是不能提供编码增益, 目前针对这个问题比较好的解决方案就是将 STBC 作为

内码与网格编码调制(TCM, MTCM)^[3-5]等具有优秀编码性能的外部码串行级联, 从而在保持满分集增益的同时获得高的编码增益。但由于发射端外部串联的 TCM、MTCM 方法所引入的速率损耗(传输速率为 $(n-1)/n$), 所以现有的串行级联空时分组 TCM、MTCM 编码方法是非满速率的。为了在保持 STBC 满分集增益和高速率传输特性的同时, 又能获得部分编码增益, 文献[6,7]中分别提出一种称为超正交空时编码方法(SUP-STTCM)。这些方法都是通过引入一些不同类型的正交码矩阵来扩大原有的空时分组码码本集合的势, 从而获得高速率和部分编码增益。但由于 SUP-STTCM 在时间上没有编码冗余; 而且不同正交矩阵的引入, 不可避免地造成了不同正交矩阵间的差值不再满足正交性, 因此在编码增益上是无法与串行级联空时分组 TCM, MTCM 编码方法相比的。

针对以上问题, 根据不同信道衰落条件下 STBC 串行级联 TCM 的编码设计准则, 本文提出了一种在保留级联 TCM 编码校验位冗余的同时, 还可获得满速率和满分集增益的

2007-06-25 收到, 2007-10-31 改回

国家自然科学基金(60472097)和新世纪人才基金(NCET-04-0947)资助课题

STBC 串行级联 MTCM 编码方法(FSTBC-MTCM), 并利用发射空时编码矩阵的正交性给出了新的最大似然译码算法, 从而保证了算法的实时性和有效性。

2 系统模型

考虑一个发射天线数为 N , 接收天线数为 M 的 MIMO 空时编码系统。发射端外部级联一个编码速率为 $r = k(n-1)/kn$, 复用因子为 k 的 MTCM 编码器; 内部级联一个发射矩阵大小为 $N \times M$ 空时分组编码器 ($C = \{c_{n,m}, 1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq M\}$)。接收信号用下式表示:

$$\mathbf{R}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{C}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{H}(t) = \{h_{i,j}\}$ 为 $M \times N$ 信道衰落系数矩阵, $h_{i,j}$ 表示由发射天线 i 到接收天线 j 的信道衰落系数, 服从均值为 0, 方差为 $1/2$ 的复高斯分布; $M \times 1$ 的列矢量 $\mathbf{R}(t)$ 表示时刻 t 上 M 根接收天线上的接收信号; $M \times 1$ 的列矢量 $\mathbf{N}(t)$ 表示时刻 t 上接收端的噪声, 其矢量元素 $n_i(t)$ 均为均值为 0, 方差为 $N_0/2$ 复高斯随机变量; 每个接收天线上的平均信噪比为 1。

考虑发射天线数为 $N=2$ 的级联正交空时分组码的情况, 发射矩阵 $\mathbf{C}(t)$ 的选择如下所示

$$\mathbf{C}_a = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t+1) \\ -x_2^*(t) & x_1^*(t+1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_b = \begin{bmatrix} y_1(t) & -y_2(t+1) \\ -y_2^*(t) & -y_1^*(t+1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

由于文献[6-8]已证明式(2)中的发射矩阵 \mathbf{C}_a 和 \mathbf{C}_b 都满足正交特性, 在此就不再赘述。

3 码字设计实例

考虑采用 MPSK 调制的空时分组码串行级联 MTCM (编码速率为 $r = (kn-1)/kn$, 复用因子为 $k=2$) 的编码系统。系统框图如图 1 所示。MTCM 编码器每次提取 $2n-1$ 信息比特作为编码器输入, 这 $2n-1$ 信息比特被 MTCM 编码器映射为 $k=2$ 个连续的正交调制符号(调制阶数 $M=2^n$) 后被送入空时分组编码器中。此时的空时分组码发射矩阵 $\mathbf{C}(t)$ 有 2 种选择, 即式(2)中所示的 \mathbf{C}_a 和 \mathbf{C}_b 。当然也可选择其他类型的正交矩阵作为发射矩阵, 其效果也是一样的。在时刻 t , 空时分组编码器选择 \mathbf{C}_a 和 \mathbf{C}_b 哪一个作为发射矩阵是由 MTCM 编码器每次提取的 $(2n-1)$ 个信息比特前的信息比特 b_0 决定的。由图 1 可以看出, 新方法在每个传输符号周期内的信息传输速率为 $R = 1 + (kn-1)/kn = 1$ 。其中

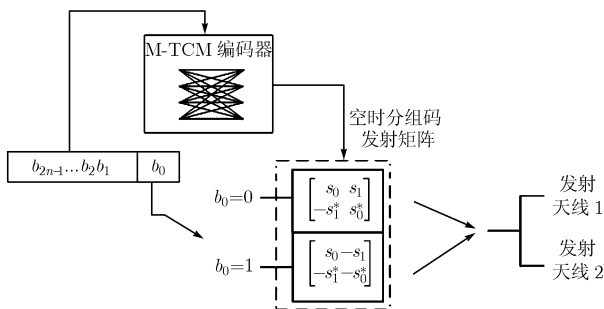


图 1 满速率串行级联空时分组 2TCM 编码框图

级联的 MTCM 编码器可根据文献[6,7]提出的在不同衰落信道条件下, 最优 MTCM 编码器的设计准则进行设计。

图 2 和图 3 分别给出了在准静态衰落和快衰落信道条件下, 分别采用 QPSK 调制和 8PSK 调制时级联 2TCM 编码器的网格图。图中, 状态节点前的字母代表状态转移分支上的调制信号集合。具体设置方法见表 1 和表 2。根据 Ungerboeck 集分割思想^[9], QPSK 调制信号进行集分割得到两个信号子集: $A_Q = \{0,2\}$, $B_Q = \{1,3\}$, 并由子集 A 与 B 的笛卡尔积可得到 4 个势均为 4 的和集: $s_1 = A_Q \otimes A_Q$, $s_2 = B_Q \otimes B_Q$, $s_3 = A_Q \otimes B_Q$, $s_4 = B_Q \otimes A_Q$, 其中 \otimes 表示笛卡尔乘积。同理对 8PSK 调制信号进行集分割得到两个信号子集 $A_8 = \{0,2,4,6\}$, $B_8 = \{1,3,5,7\}$, 并由子集 A_8 与 B_8 的笛卡尔积可得到 4 个势均为 16 的和集: $\alpha_1 = A_8 \otimes A_8$, $\alpha_2 = B_8 \otimes B_8$, $\alpha_3 = A_8 \otimes B_8$, $\alpha_4 = B_8 \otimes A_8$ 。

4 译码算法

由上一节的码字设计过程可知, 在新方法中, 为了恢复

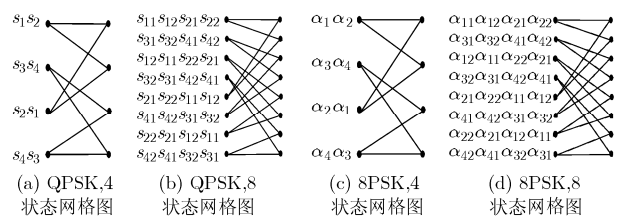


图 2 慢衰落信道条件下, 2TCM 编码器的网格图

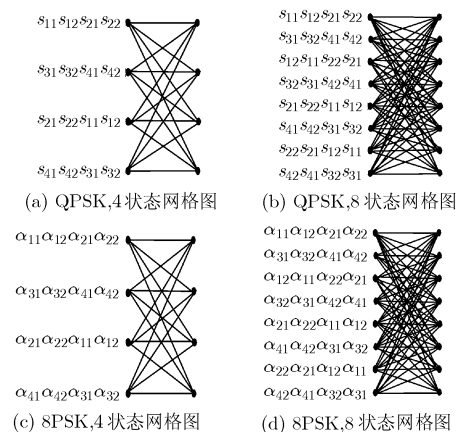


图 3 快衰落信道条件下, 2TCM 编码器的网格图

表 1 QPSK 网格图分支信号设置

s_1	s_2	s_3	s_4				
(0,0),(0,2)	(1,1),(1,3)	(0,1),(0,3)	(1,0),(1,2)				
(2,0),(2,2)	(3,1),(3,3)	(2,1),(2,3)	(3,0),(3,2)				
s_{11}	s_{12}	s_{21}	s_{22}	s_{31}	s_{32}	s_{41}	s_{42}
(0,0)	(0,2)	(1,1)	(1,3)	(0,1)	(0,3)	(1,0)	(1,2)
(2,2)	(2,0)	(3,3)	(3,1)	(2,3)	(2,1)	(3,2)	(3,0)

表 2 8PSK 网格图分支信号设置

α_1		α_2		α_3		α_4	
(0,0),(2,0),(4,0),(6,0)		(1,1),(3,1),(5,1),(7,1)		(0,1),(2,1),(4,0),(6,1)		(1,0),(3,0),(5,0),(7,0)	
(0,2),(2,2),(4,2),(6,2)		(1,3),(3,3),(5,3),(7,3)		(0,3),(2,3),(4,2),(6,3)		(1,2),(3,2),(5,2),(7,2)	
(0,4),(2,4),(4,4),(6,4)		(1,5),(3,5),(5,5),(7,5)		(0,5),(2,5),(4,5),(6,5)		(1,4),(3,4),(5,4),(7,4)	
(0,6),(2,6),(4,6),(6,6)		(1,7),(3,7),(5,7),(7,7)		(0,7),(2,7),(4,7),(6,7)		(1,6),(3,6),(5,6),(7,6)	

α_{11}	α_{12}	α_{21}	α_{22}	α_{31}	α_{32}	α_{41}	α_{42}
(0,0), (4,0)	(0,2), (4,2)	(1,1), (1,3)	(5,1), (5,3)	(0,1), (4,0)	(0,3), (4,2)	(1,0), (5,0)	(1,2), (5,2)
(0,4), (4,4)	(0,6), (4,6)	(1,5), (1,7)	(5,5), (5,7)	(0,5), (4,5)	(0,7), (4,7)	(1,4), (5,4)	(1,6), (5,6)
(2,2), (6,2)	(2,0), (6,0)	(3,3), (3,1)	(7,3), (7,1)	(2,3), (6,3)	(2,1), (6,1)	(3,2), (7,2)	(3,0), (7,0)
(2,6), (6,6)	(2,4), (6,6)	(3,7), (3,5)	(7,7), (7,5)	(2,7), (6,7)	(2,5), (6,3)	(3,6), (7,6)	(3,4), (7,4)

发射信号，接收端必须能够准确判决出发射的码字矩阵是 C_a 还是 C_b 。因此，在两个连续的观测时刻 $t, t+1$ ，将接收端的信号矩阵 R 写成两种表达形式：它要么是发射信号矩阵 $H(t)C_a$ 与噪声 $N_a(t)$ 之和，要么是发射矩阵信号 HC_b 与噪声 $N_b(t)$ 之和，两者必居其一，即有

$$\begin{bmatrix} r_1(t) & r_2(t+1) \\ -r_2^*(t) & r_1^*(t+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t+1) \\ -x_2^*(t) & x_1^*(t+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) & n_2(t+1) \\ -n_2^*(t) & n_1^*(t+1) \end{bmatrix} \quad (3a)$$

$$\begin{bmatrix} r_1(t) & -r_2(t+1) \\ -r_2^*(t) & -r_1^*(t+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_1(t) & -y_2(t+1) \\ -y_2^*(t) & -y_1^*(t+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) & -n_2(t+1) \\ -n_2^*(t) & -n_1^*(t+1) \end{bmatrix} \quad (3b)$$

将发射信号矩阵 H 的共轭转置 H^H 作为匹配滤波器的脉冲响应，在式(3)的两端同乘以 H^H 可得：

$$R'_a = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t+1) \\ -x_2^*(t) & x_1^*(t+1) \end{bmatrix} + N'_a \quad (4a)$$

$$R'_b = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) & -x_2(t+1) \\ -x_2^*(t) & -x_1^*(t+1) \end{bmatrix} + N'_b \quad (4b)$$

其中

$$R'_a = \begin{bmatrix} h_1^* & -h_2 \\ h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_1(t) & r_2(t+1) \\ -r_2^*(t) & r_1^*(t+1) \end{bmatrix}$$

$$R'_b = \begin{bmatrix} h_1^* & -h_2 \\ h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_1(t) & r_2(t+1) \\ -r_2^*(t) & r_1^*(t+1) \end{bmatrix}$$

$$N'_a = \begin{bmatrix} h_1^* & -h_2 \\ h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n_1(t) & n_2(t+1) \\ -n_2^*(t) & n_1^*(t+1) \end{bmatrix}$$

$$N_b = \begin{bmatrix} h_1^* & -h_2 \\ h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n_1(t) & -n_2(t+1) \\ -n_2^*(t) & -n_1^*(t+1) \end{bmatrix}$$

假设接收端完全恢复信道衰落系数矩阵 $H(t)$ ，且调制信号星座图中的所有信号都是等概的，最大似然译码器即对所有可能的发射矩阵信号 C_a 和 C_b 值，分别从信号星座图 Φ_a 和 Φ_b 选择一对信号矩阵 \hat{C}_a 和 \hat{C}_b 使下面的矩阵间的距离量度最小：

$$d_a^2 = \det \left(R'_a - \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{x}_1 & \hat{x}_2 \\ -\hat{x}_2^* & \hat{x}_1^* \end{bmatrix} \right) \quad (5a)$$

$$d_b^2 = \det \left(R'_b - \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{y}_1 & -\hat{y}_2 \\ -\hat{y}_2^* & -\hat{y}_1^* \end{bmatrix} \right) \quad (5b)$$

将(4a)和(4b)分别代入式(5a)和(5b)中，可知最大似然译码算法即为寻找最小值：

$$\arg \min_{\substack{\Phi_a \text{ or } \Phi_b \\ (\hat{c}_1, \hat{c}_2) \in \Phi_a}} (d_a^2), \arg \min_{(\hat{c}_1, \hat{c}_2) \in \Phi_b} (d_b^2)$$

所对应的发射矩阵是 C_a 还是 C_b 。根据最大似然译码器的输出信号式(5a)和(5b)判决发射的码字矩阵是 C_a (或 C_b) 时，可以将 C_b (或 C_a) 看作是假定存在的干扰。但由式(4)可知，码字发射矩阵 C_a, C_b 受相同的信道衰落的影响，即两者的相互间的信干比是与信道衰落系数无关的常数。设 C_a 和 C_b 中的调制信号分别来源于调制阶数为 M 的信号星座图 Φ_a 和 Φ_b ，当 $\Phi_a = \Phi_b$ 时，可能会出现译码器输出码字差值矩阵间的最

小距离的差值 $|d_a - d_b|$ 很小或是等于0,此时就无法准确的判断发射码字矩阵是 \mathbf{C}_a 还是 \mathbf{C}_b ,即无法将干扰码字矩阵有效抑制。因此要有效地判决发射码字矩阵,就必须最大化最小译码器输出码字差值矩阵间的距离 $|d_a' - d_b'|$ 。为此,可以采取两种解决方案:(1)采用星座图旋转的方法^[11],即对发射信号星座图 Φ_a (或 Φ_b)相对于 Φ_b (或 Φ_a)进行星座图旋转;(2)采用加载发射分集因子 K 的方法,即对发射信号星座 Φ_a (或 Φ_b)中的信号乘上幅度分集因子 $K(K > 1)$ ^[6,7]。考虑到对于不同的MPSK调制方式,方法(1)需要旋转不同的角度,而且星座图的旋转会增加接收机对相位的灵敏度。因此本文采用后者的方法,即对信号星座图 Φ_b 中的调制信号加载分集因子 K 。此时式(5b)应改写为

$$d_b'^2 \mathbf{R}_b' = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\hat{y}_1}{k} & \frac{-\hat{y}_2}{k} \\ -\frac{\hat{y}_2^*}{k} & \frac{-\hat{y}_1^*}{k} \end{bmatrix} \quad (1/k) \cdot \mathbf{C}_b$$

$$= \det \mathbf{R}_b' = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\hat{y}_1}{k} & \frac{-\hat{y}_2}{k} \\ -\frac{\hat{y}_2^*}{k} & \frac{-\hat{y}_1^*}{k} \end{bmatrix} \quad (1/k) \cdot \mathbf{C}_b \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可知,对于MPSK调制信号, K_{opt} 的选择由两个标准决定:(1)最大化最小 $|d_a - d_b|$;(2)最小化星座图 Φ_a 和加载分集因子 K 后的星座图 Φ_b' 间的信号峰谷功率比 K^2 。最优发射分集因子 K 可近似为

$$K_{\text{opt}} = \arg \max_{k>1} \left\{ \min \left(\frac{|d_a' - d_b'|^2}{K^2} \right) \right\}$$

$$\Leftrightarrow \arg \max_{k>1} \left\{ \min \det \left[\left(\mathbf{C}_a - \frac{1}{K} \mathbf{C}_b \right) \left(\mathbf{C}_a - \frac{1}{K} \mathbf{C}_b \right)^H \right] / K^2 \right\} \quad (7)$$

将式(2)代入式(6),可得

$$K_{\text{opt}} = \arg \max_{k>1} \left\{ \left\{ \min_{S_i \in \mathcal{Q}} S_j \in \mathcal{Q}, S_i \neq S_j 4[K^4 + 1 - K^2] \cdot (\text{Re}^2(x_1 y_1^*) + \text{Re}^2(x_2 y_2^*) + 2 \text{Im}(x_1 y_1^*) \text{Im}(x_2 y_2^*)) \right\} / K^6 \right\}^{1/2} \quad (8)$$

由于MPSK调制是一种具有对称判决区域的调相方式,所以式(9)可写为

$$K_{\text{opt}} = \arg \max_{k>1} \frac{4K^4 - 8K^2 + 4}{K^6} \quad (9)$$

将 K_{opt} 代入式(6),并联合式(5a)即可正确判决发射矩阵结构形式。在判决完发射矩阵是 \mathbf{C}_a 还是 \mathbf{C}_b 后,对接收信号进行合并,并将合并值送入随后的软判决Viterbi译码器:

$$\begin{cases} \hat{c}_1 = h_1^* r_1 + h_2^* r_2^* \\ \hat{c}_2 = h_2^* r_1^* - h_1^* r_2^* \end{cases}, \text{当发射矩阵为 } \mathbf{C}_a \text{ 时} \quad (10a)$$

$$\begin{cases} \hat{c}_1 = h_1^* r_1 - h_2^* r_2^* \\ \hat{c}_2 = -h_2^* r_1^* - h_1^* r_2^* \end{cases}, \text{当发射矩阵为 } \mathbf{C}_b \text{ 时} \quad (10b)$$

由于发射端级联MTCM编码器(每个格形图分支上传输两个调制信号),所以对于合并信号 \hat{c}_1 和 \hat{c}_2 ,Viterbi译码器与之对应的路径码字 \hat{c}_i, \hat{c}_j 的分支度量为

$$M[(c_1, c_2), (\hat{c}_i, \hat{c}_j)] = \begin{cases} d^2(\hat{c}_1, (|h_1|^2 + |h_2|^2) \hat{c}_i) + d^2(\hat{c}_2, (|h_1|^2 + |h_2|^2) \hat{c}_j), & \hat{c}_i, \hat{c}_j \in \phi_a \\ d^2 \left(\hat{c}_1, (|h_1| + |h_2|) \frac{\hat{c}_i}{k_{\text{opt}}} \right) + d^2 \left(\hat{c}_2, (|h_1| + |h_2|) \frac{\hat{c}_j}{k_{\text{opt}}} \right), & \hat{c}_i, \hat{c}_j \in \phi_b \end{cases} \quad (11)$$

其中 $d^2(x, y)$ 表示信号 x, y 之间的平方欧式距离。

5 仿真试验及分析

现将本文提出的满速率串行级联空时分组MTCM编码方法(FSTBC-MTCM)与同样是满速率的超正交空时编码方法(SOSTTC)^[7]以及传统的STTC编码方法进行计算机仿真性能比较。为了简化分析,仿真仅采用 $M=1$ 根接收天线。发射天线数 $N=2$;数据帧长为 $L=130$ 个调制符号。

5.1 准静态 Rayleigh 衰落信道

图4(a)与4(b)分别为准静态Rayleigh衰落信道模型下(信道的衰落系数在每数据帧内保持不变,在帧与帧之间是独立变化的),采用QPSK调制和8PSK调制时,FSTBC-MTCM编码方法与SOSTTC以及STTC的性能比较。可以看出,相对于SOSTTC编码方法,在采用QPSK调制时,FSTBC-MTCM编码方法可以获得0.5dB左右的编码增益;在采用8PSK调制的系统中,当状态数为4和8时,相对于SOSTTC编码方法,FSTBC-MTCM编码方法分别可以获得0.5dB和0.8dB左右的编码增益。由于STTC编码方法的网格图中不能存在并行路径^[1],所以图4(b)和5(b)中仅给出了8状态时的STTC性能仿真图。

5.2 快 Rayleigh 衰落信道

图5(a)和5(b)为快Rayleigh衰落信道模型下(信道的衰

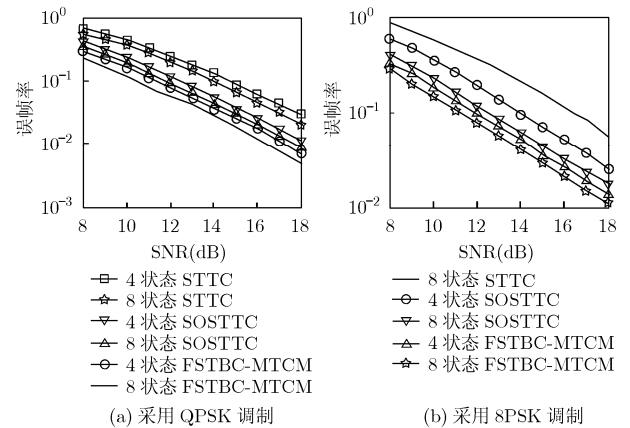


图4 准静态 Rayleigh 衰落信道下, FSTBC-MTCM 与 SOSTTC 以及 STTC 编码方法性能比较

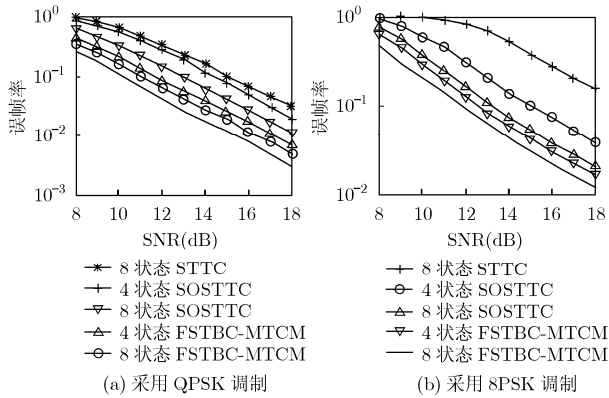


图 5 快 Rayleigh 衰落信道下, FSTBC-MTCM 与 SOSTTC 以及 STTC 编码方法性能比较

落系数两个调制符号的持续时间上保持不变,在两调制符号之间独立变化),采用 QPSK 调制和 8PSK 调制时, FSTBC-MTCM 编码方法与 SOSTTC 以及 STTC 的性能比较。可以看出,相对于 SOSTTC 编码方法,在采用 QPSK 调制时, FSTBC-MTCM 编码方法可以获得 1dB 左右的编码增益;在采用 8PSK 调制的系统中,当状态数为 4 和 8 时,相对于 SOSTTC 编码方法, FSTBC-MTCM 编码方法分别可以获得 1dB 和 0.8dB 左右的编码增益。

比较图 4 和图 5 可以看出,在快衰落信道下,相对于 SOSTTC 编码方法, FSTBC-MTCM 编码方法获得编码增益要大于在准静态衰落信道下获得的编码增益。这是由于 SOSTTC 编码的设计准则仅仅适于准静态衰落信道,而该准则在快衰落信道条件下并不是最优的。

6 结束语

本文构造了可以在保留 MTCM 编码校验位的同时,获取满传输速率的串行级联空时分组 TCM 编码方法。针对本文的编码方法,给出了新的最大似然的译码算法,该算法能够充分利用码字发射矩阵间的正交结构进行快速而正确的译码。仿真结果证明了本文编码方法的正确性和有效性。

参 考 文 献

[1] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criteria and code construction [J]. *IEEE Trans.*

on Information Theory, 1998, 44(3): 744-765.

[2] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE J. Select. Areas Communications*, 1998, 16(10): 1451-1458.

[3] Alamouti S M, Tarokh V, and Poon P. Trellis coded modulation and transmit diversity: Design criteria and performance evaluation [C]. *IEEE International Conference of Universal Personal Communications*, 1998, Florence Italy, 1998: 703-707.

[4] Gong Yi and Letaief Khaled Ben. Concatenated space-time block coding with trellis coded modulation in fading channels [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 4(10): 580-590.

[5] Wu Keying, Bai Baoming, and Li Ping. Performance analysis of cascade trellis-block space-time codes [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2004, 52(3): 355-358.

[6] Siwamogsatham S and Fitz M P. High-rate concatenated space-time block code M-TCM designs [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2005, 51(12): 4173-4183.

[7] Jafarkhani H and Seshadri N. Super-orthogonal space-time trellis codes [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2003, 49(4): 937-950.

[8] Jafarkhani H and Hassanpour N. Super-quasi-orthogonal space-time trellis codes for four transmit antennas [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2005, 4(1): 215-226.

[9] Ungerboeck G. Channel coding with multilevel/phase signals [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1982, 28(1): 55-67.

[10] Su W and Xia X G. Signal constellation for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2004, 50(10): 2331-2347.

[11] Das Sushanta, Al-Dhahir N, and Calderbank R. Novel full-diversity high-rate STBC for 2 and 4 transmit antennas [J]. *IEEE Communications Letters*, 2006, 10(3): 171-173.

敖 珺: 女, 1978 年生, 博士生, 从事空时编码和信号处理技术在移动通信系统中的应用。

敖发良: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 从事光通信技术、激光对潜通信等方面的应用和研究。

廖桂生: 男, 1963 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 从事统计信号处理、智能天线和子波变换在雷达、通信中的应用。