

基于准正交空时分组码的高速率码字设计

王安国, 沈琼, 聂仲尔

(天津大学 电子信息工程学院, 天津 300072)

摘要: 为了适应通信系统对高速率大容量的需求, 设计了码率为 2 及 1.5 的非正交空时分组码。在此基础上, 采用简化的条件最大似然译码方法, 可以大大降低译码复杂度。仿真结果表明, 该编码设计具有接近实际信道容量的特点, 并且其误比特率性能优于正交及准正交编码设计。

关键词: 空时分组码; 高速率; 信道容量; 条件最大似然译码

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2011)02-0139-05

Code design with high rates based on quasi-orthogonal space-time block code

WANG An-guo, SHEN Qiong, NIE Zhong-er

(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: In order to meet the needs of high-speed and large-capacity in communication system, the novel non-orthogonal space-time block code with code rates 2 and 1.5 were proposed, respectively. The simplified conditional maximum-likelihood algorithm is adopted to reduce the decoding complexity. The simulation results show that the channel capacities of proposed code are very close to the actual value, and the BER performance is better than that of the orthogonal and quasi-orthogonal codes.

Key words: space-time block code; high rates; channel capacity; conditional maximum-likelihood decoding

1 引言

空时编码技术可以有效改善 MIMO 系统中数据传输的可靠性问题, 并且可以利用线性代数的矩阵运算实现空时编码矩阵的多样化。为了不断满足通信系统对高速率大容量的需求, 空时编码设计也应该从信息论的角度出发, 尽可能使系统获得最大吞吐量。

文献[1]中的 Alamouti 码是典型的正交空时分组码, 它具有满分集增益、满速率及符号的独立译码等优点, 但当发射天线数大于 2 时, 复正交设计的空时分组码最大速率只能为 0.75, 并且当接收天

线数大于 1 时, 其编码系统容量也远小于实际值^[2]。准正交空时分组码利用正交子空间, 可以获得任意发射天线数时的满速率设计^[3], 但同样地, 当接收天线数大于 1 时, 其编码系统容量不能接近实际值。文献[4]提出, 令准正交设计码字中的一半符号来自旋转星座映射, 得到旋转准正交空时分组码, 它可以获得满分集增益。文献[5]中给出了 4 天线准正交空时码的通用设计方法。对于高速率空时编码来说, 条件最大似然译码的应用, 可以在不影响系统性能的前提下极大地减小译码复杂度^[6,7]。文献[8]分析了几种空时码的特性, 并比较了其误比特率性能的不同。本文从信息论角度出发, 利用码率为 1

收稿日期: 2010-07-07; 修回日期: 2010-10-14

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2007CB310605)

Foundation Item: The National Basic Research Program of China (973 Program) (2007CB310605)

的准正交空时分组码来构建高速率的非正交空时分组码。仿真结果证明，本文设计的码字所获信道容量非常接近实际值，并且其误比特率性能也要比正交及准正交编码设计好。

2 传输信道模型

考虑一个具有 N_t 发射天线和 N_r 接收天线的 MIMO 系统。假设空时编码矩阵 \mathbf{G} 为 $T \times N_t$ 维， T 为符号传输所需的时隙个数。信道衰落系数矩阵 \mathbf{H} 为 $N_r \times N_t$ 维，且其元素 $h_{i,j}$ 服从均值为 0、方差为 1 的独立同分布高斯分布，则接收信号可表示为

$$\mathbf{R} = \mathbf{G}\mathbf{H} + \boldsymbol{\eta} \quad (1)$$

其中， $\boldsymbol{\eta}$ 表示 $T \times N_r$ 维的噪声系数矩阵，其元素 $\eta_{i,j}$ 为均值为 0、方差为 $N_0/2$ 的复高斯变量 ($N_0/2$ 是复高斯噪声的实部和虚部的方差)。

空时编码矩阵 \mathbf{G} 中的发射符号需满足功率约束条件，即需进行功率归一化处理。假设 \mathbf{G} 是发射符号流 $x_k(k=1, 2, \dots, K)$ 的函数，则要满足

$$E[\text{tr}(\mathbf{G}^H \mathbf{G})] = T \times N_t \quad (2)$$

其中，上标“H”表示矩阵的共轭转置运算。

假设信道衰落系数矩阵 \mathbf{H} 是准静态的，即在 T 个传输时隙内维持不变。并且采用精确的信道估计技术， \mathbf{H} 在接收端已知，发射端未知。

此外，空时分组码的码率用 r 表示，定义为

$$r = \frac{K}{T} \quad (3)$$

若 $r=1$ ，则认为该空时分组码为满速率码；若 $r>1$ ，则认为该空时分组码为高速率码。

3 高速率空时分组码的设计

根据文献[3]，一个准正交设计空时分组码为

$$\mathbf{G}_{\text{QOSTBC}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

准正交空时分组码速率为 1，它是满速率码，由 Alamouti 码构成，适用于任意发射天线数的情况。其译码方式多采用成对译码。

3.1 4 发射天线时的高速率分组码设计

当发射天线数为 4，发射符号流为 $x_k(k=1, 2, \dots,$

$8)$ 时，基于式(4)，则可设计码率为 2 的空时分组码为

$$\mathbf{G}_{4,8} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} (x_1+x_8) & (x_2+x_7) & (x_3+x_5) & (x_4+x_6) \\ -(x_2+x_7)^* & (x_1+x_8)^* & -(x_4+x_6)^* & (x_3+x_5)^* \\ -(x_3+x_5)^* & -(x_4+x_6)^* & (x_1+x_8)^* & (x_2+x_7)^* \\ (x_4+x_6) & -(x_3+x_5) & -(x_2+x_7) & (x_1+x_8) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(5)中，8 个符号在 4 个时隙内发送，因此码率为 2。若令 $x_4=0, x_6=0$ ，则此时传送的符号数为 6，可得码率为 1.5 的空时分组码为

$$\mathbf{G}_{4,6} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} (x_1+x_8) & (x_2+x_7) & (x_3+x_5) & 0 \\ -(x_2+x_7)^* & (x_1+x_8)^* & 0 & (x_3+x_5)^* \\ -(x_3+x_5)^* & 0 & (x_1+x_8)^* & (x_2+x_7)^* \\ 0 & -(x_3+x_5) & -(x_2+x_7) & (x_1+x_8) \end{bmatrix} \quad (6)$$

3.2 3 发射天线时的高速率分组码设计

当发射天线数为 3 时，去掉式(5)中的第 4 列，则可得码率为 2 的空时分组码为

$$\mathbf{G}_{3,8} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} (x_1+x_8) & (x_2+x_7) & (x_3+x_5) \\ -(x_2+x_7)^* & (x_1+x_8)^* & -(x_4+x_6)^* \\ -(x_3+x_5)^* & -(x_4+x_6)^* & (x_1+x_8)^* \\ (x_4+x_6) & -(x_3+x_5) & -(x_2+x_7) \end{bmatrix} \quad (7)$$

同样在式(7)中，令 $x_4=0, x_6=0$ ，可得码率为 1.5 的编码设计为

$$\mathbf{G}_{3,6} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} (x_1+x_8) & (x_2+x_7) & (x_3+x_5) \\ -(x_2+x_7)^* & (x_1+x_8)^* & 0 \\ -(x_3+x_5)^* & 0 & (x_1+x_8)^* \\ 0 & -(x_3+x_5) & -(x_2+x_7) \end{bmatrix} \quad (8)$$

4 条件最大似然译码

假设为 4×1 的 MIMO 系统，采用的编码方案为 $\mathbf{G}_{4,8}$ ，则经过式 (1) 中的传输信道模型后，接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{G}_{4,8} \mathbf{H} + \boldsymbol{\eta} \\ &= a [\mathbf{G}_{\text{QOSTBC1}}(x_1, x_2, x_3, x_4) + \mathbf{G}_{\text{QOSTBC2}}(x_5, x_6, x_7, x_8)] \mathbf{H} + \boldsymbol{\eta} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $a = \sqrt{1/2}$ 。

定义 4×1 维的中间矩阵 \mathbf{W} , 则条件最大似然译码过程为

$$\mathbf{W} = \mathbf{R} - a\mathbf{G}_{\text{QOSTBC2}}(x_5, x_6, x_7, x_8)\mathbf{H} \quad (10)$$

令 $x_k(k=5,6,7,8)$ 为已知星座点。若所选映射有 $M=2^b$ 个星座点, 那么 \mathbf{W} 矩阵就会有 M^4 种不同情况。针对每一个不同的 \mathbf{W} 矩阵, 可采用准正交空时分组码的 2 种译码方式进行译码, 即成对译码和单符号译码。

4.1 成对译码

由文献[1]中准正交空时分组码的译码过程, 可得基于条件最大似然算法的成对译码公式:

$$f_{14}(x_1, x_4) = \left(\sum_{n=1}^4 |h_n|^2 \right) (|ax_1|^2 + |ax_4|^2) + 2\text{Re} \left\{ \begin{array}{l} ax_1 \left(\begin{array}{l} -\mathbf{W}^*(1)h_1 - \mathbf{W}(2)h_2^* - \\ \mathbf{W}(3)h_3^* - \mathbf{W}^*(4)h_4 \end{array} \right) + \\ ax_4 \left(\begin{array}{l} -\mathbf{W}^*(1)h_4 + \mathbf{W}(2)h_3^* + \\ \mathbf{W}(3)h_2^* - \mathbf{W}^*(4)h_1 \end{array} \right) \end{array} \right\} + 2\text{Re} \left\{ (h_1h_4^* - h_2^*h_3)x_1x_4^* \right\} \quad (11)$$

$$f_{23}(x_2, x_3) = \left(\sum_{n=1}^4 |h_n|^2 \right) (|ax_2|^2 + |ax_3|^2) + 2\text{Re} \left\{ \begin{array}{l} ax_2 \left(\begin{array}{l} -\mathbf{W}^*(1)h_2 + \mathbf{W}(2)h_1^* - \\ \mathbf{W}(3)h_4^* + \mathbf{W}^*(4)h_3 \end{array} \right) + \\ ax_3 \left(\begin{array}{l} -\mathbf{W}^*(1)h_3 - \mathbf{W}(2)h_4^* + \\ \mathbf{W}(3)h_1^* + \mathbf{W}^*(4)h_2 \end{array} \right) \end{array} \right\} + 2\text{Re} \left\{ (h_2h_3^* - h_1^*h_4)x_2x_3^* \right\} \quad (12)$$

式(11)和式(12)中, “Re” 为取实部运算。

分别最小化式 $f_{14}(x_1, x_4)$ 和 $f_{23}(x_2, x_3)$, 则可在 $x_k(k=5, 6, 7, 8)$ 已知的条件下得出 M^4 组译码符号 $x_1^{ML}, x_2^{ML}, x_3^{ML}, x_4^{ML}$ 。

4.2 单符号译码

对式(10)中的 \mathbf{W} 矩阵进行代数整理, 得

$$v_1 = \mathbf{W}(1)h_1^* + \mathbf{W}^*(2)h_2 + \mathbf{W}^*(3)h_3 + \mathbf{W}(4)h_4^* = \alpha x_1 + \beta x_4 + \eta'_1 \quad (13a)$$

$$v_2 = \mathbf{W}(1)h_2^* - \mathbf{W}^*(2)h_1 + \mathbf{W}^*(3)h_4 - \mathbf{W}(4)h_3^* = \alpha x_2 - \beta x_3 + \eta'_2 \quad (13b)$$

$$v_3 = \mathbf{W}(1)h_3^* + \mathbf{W}^*(2)h_4 - \mathbf{W}^*(3)h_1 - \mathbf{W}(4)h_2^* = \alpha x_3 - \beta x_2 + \eta'_3 \quad (13c)$$

$$v_4 = \mathbf{W}(1)h_4^* - \mathbf{W}^*(2)h_3 - \mathbf{W}^*(3)h_2 + \mathbf{W}(4)h_1^* = \alpha x_4 + \beta x_1 + \eta'_4 \quad (13d)$$

其中, $\alpha = h_1h_1^* + h_2h_2^* + h_3h_3^* + h_4h_4^*$, $\beta = 2\text{Re}(h_1h_4^* - h_2h_3^*)$, $\eta'_1 = \eta_1h_1^* + \eta_2^*h_2 + \eta_3^*h_3 + \eta_4h_4^*$, $\eta'_2 = \eta_1h_2^* - \eta_2^*h_1 + \eta_3^*h_4 - \eta_4h_3^*$, $\eta'_3 = \eta_1h_3^* + \eta_2^*h_4 - \eta_3^*h_1 - \eta_4h_2^*$, $\eta'_4 = \eta_1h_4^* - \eta_2^*h_3 - \eta_3^*h_2 + \eta_4h_1^*$ 。

进一步整理式(13)中的 4 个等式, 得

$$u_1 = \alpha v_1 - \beta v_4 + \eta''_1 = (\alpha^2 - \beta^2)x_1 + \eta''_1 \quad (14a)$$

$$u_2 = \alpha v_2 + \beta v_3 + \eta''_2 = (\alpha^2 - \beta^2)x_2 + \eta''_2 \quad (14b)$$

$$u_3 = \alpha v_3 + \beta v_2 + \eta''_3 = (\alpha^2 - \beta^2)x_3 + \eta''_3 \quad (14c)$$

$$u_4 = \alpha v_4 - \beta v_1 + \eta''_4 = (\alpha^2 - \beta^2)x_4 + \eta''_4 \quad (14d)$$

其中, $\eta''_1 = \alpha\eta'_1 - \beta\eta'_4$, $\eta''_2 = \alpha\eta'_2 + \beta\eta'_3$, $\eta''_3 = \alpha\eta'_3 + \beta\eta'_2$, $\eta''_4 = \alpha\eta'_4 - \beta\eta'_1$ 。

分别将 u_1, u_2, u_3 及 u_4 与对应星座点进行比较, 即可得出 M^4 组条件译码符号 $x_1^{ML}, x_2^{ML}, x_3^{ML}, x_4^{ML}$ 。

将成对译码或单符号译码得出的 M^4 组条件译码符号 $x_1^{ML}, x_2^{ML}, x_3^{ML}, x_4^{ML}$ 连同 $x_k(k=5, 6, 7, 8)$ 一起代入到最大似然译码公式中:

$$\mathbf{G}'_{4,8} = \arg \min_{i=1, \dots, M^4} \|\mathbf{R} - \mathbf{G}_{4,8}\mathbf{H}\|^2 \quad (15)$$

式中, “arg min” 为最小化运算, $\mathbf{G}'_{4,8}$ 为条件最大似然算法的最终译码矩阵。

4.3 译码复杂性分析

通过对上述译码方案的分析比较可知, 基于条件最大似然算法的成对译码, 其计算量为 $M^4M^2 = M^6$ 。基于条件最大似然算法的单符号译码, 其计算量仅为 M^5 。最大似然算法所需计算量为 M^8 。

由此可见, 本文所采用的 2 种译码算法在译码复杂度方面都具有很大优势, 有效减少了译码计算量。

5 信道容量的分析

为了对信道容量进行有效分析, 将式(1)中的信道模型重写为

$$\mathbf{R} = \sqrt{\frac{\rho}{N_t}} \mathbf{H}' \mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{x} = [x_k]^T (k=1, 2, \dots, K)$ 表示发射符号流, 重写后的信道衰落系数矩阵表示为 $\mathbf{H}' = [\mathbf{H}'_m]^T (m=1, 2, \dots, N_r)$, 归一化因子 $\sqrt{\rho/N_t}$ 保证了每根接收天线

处的平均信噪比相同。

对于 $G_{4,8}$ 编码方案来说, 根据式 (16), 重写后的信道矩阵为

$$\mathbf{H}'_{(G_{4,8})m} = a \begin{bmatrix} h_{1,m} & h_{2,m} & h_{3,m} & h_{4,m} & h_{3,m} & h_{4,m} & h_{2,m} & h_{1,m} \\ h_{2,m}^* & -h_{1,m}^* & h_{4,m}^* & -h_{3,m}^* & h_{4,m}^* & -h_{3,m}^* & -h_{1,m}^* & h_{2,m}^* \\ h_{3,m}^* & h_{4,m}^* & -h_{1,m}^* & -h_{2,m}^* & -h_{1,m}^* & -h_{2,m}^* & h_{4,m}^* & h_{3,m}^* \\ h_{4,m} & -h_{3,m} & -h_{2,m} & h_{1,m} & -h_{2,m} & h_{1,m} & -h_{3,m} & h_{4,m} \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中, $a = \sqrt{1/2}$ 。

文献[2]中, 空时分组码的信道容量被定义为

$$C(\rho, N_t, N_r) = E \left\{ \text{lb} \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \right] \right\} \quad (18)$$

其中, ρ 为信噪比, 上标“H”表示矩阵的共轭转置运算, “E”表示取期望值运算。

将式(17)代入到式(18)中, 可得基于 $G_{4,8}$ 编码方案的信道容量为

$$C_{G_{4,8}}(\rho, 4, N_r) = \frac{1}{4} E \left\{ \text{lb} \left[\det \left(\mathbf{I}_8 + \frac{\rho}{4} \mathbf{H}'_{G_{4,8}}{}^H \mathbf{H}'_{G_{4,8}} \right) \right] \right\} \quad (19)$$

同理, 对于 $G_{4,6}$ 编码方案, 重写后的信道矩阵为

$$\mathbf{H}'_{(G_{4,6})m} = b \begin{bmatrix} h_{1,m} & h_{2,m} & h_{3,m} & h_{3,m} & h_{2,m} & h_{1,m} \\ h_{2,m}^* & -h_{1,m}^* & h_{4,m}^* & h_{4,m}^* & -h_{1,m}^* & h_{2,m}^* \\ h_{3,m}^* & h_{4,m}^* & -h_{1,m}^* & -h_{1,m}^* & h_{4,m}^* & h_{3,m}^* \\ h_{4,m} & -h_{3,m} & -h_{2,m} & -h_{2,m} & -h_{3,m} & h_{4,m} \end{bmatrix} \quad (20)$$

其中, $b = \sqrt{2/3}$ 。

将式(20)代入到式(18)中, 则基于 $G_{4,6}$ 编码方案的信道容量可写为

$$C_{G_{4,6}}(\rho, 4, N_r) = \frac{1}{4} E \left\{ \text{lb} \left[\det \left(\mathbf{I}_6 + \frac{\rho}{4} \mathbf{H}'_{G_{4,6}}{}^H \mathbf{H}'_{G_{4,6}} \right) \right] \right\} \quad (21)$$

对于发射天线数为 3 的情况, 也可以类似地分别计算出其信道容量。例如, 基于 $G_{3,8}$ 方案的信道容量为

$$C_{G_{3,8}}(\rho, 3, N_r) = \frac{1}{4} E \left\{ \text{lb} \left[\det \left(\mathbf{I}_8 + \frac{\rho}{3} \mathbf{H}'_{G_{3,8}}{}^H \mathbf{H}'_{G_{3,8}} \right) \right] \right\} \quad (22)$$

其中, $\mathbf{H}'_{(G_{3,8})}$ 为 $\mathbf{H}'_{(G_{4,8})}$ 中 $h_{4,m}=0$ 时的矩阵值; 基于 $G_{3,6}$ 方案的信道容量为

$$C_{G_{3,6}}(\rho, 3, N_r) = \frac{1}{4} E \left\{ \text{lb} \left[\det \left(\mathbf{I}_6 + \frac{\rho}{3} \mathbf{H}'_{G_{3,6}}{}^H \mathbf{H}'_{G_{3,6}} \right) \right] \right\} \quad (23)$$

其中, $\mathbf{H}'_{(G_{3,6})}$ 为 $\mathbf{H}'_{(G_{4,6})}$ 中 $h_{4,m}=0$ 时的矩阵值。

图 1 给出了 4 发射天线时, $G_{4,8}$ 及 $G_{4,6}$ 所获平均信道容量与实际信道容量值 $C(\rho, 4, N_r)$ 的比较。从图中可以看出, $G_{4,8}$ 所获信道容量要大于 $G_{4,6}$ 所获信道容量, 并且当接收天线数为 1 时, $G_{4,8}$ 的信道容量曲线几乎与 $C(\rho, 4, 1)$ 曲线重合。

图 2 给出了 3 发射天线时, $G_{3,8}$ 及 $G_{3,6}$ 所获平均信道容量与实际信道容量值的比较。同样地, 1 接收天线时, $G_{3,8}$ 所获信道容量更接近实际信道容量值。

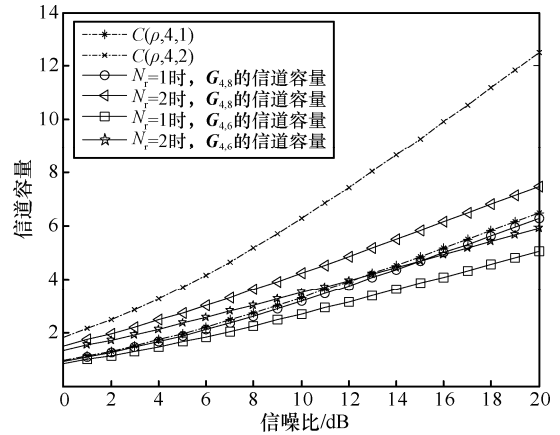


图 1 4 发射天线时信道容量的比较

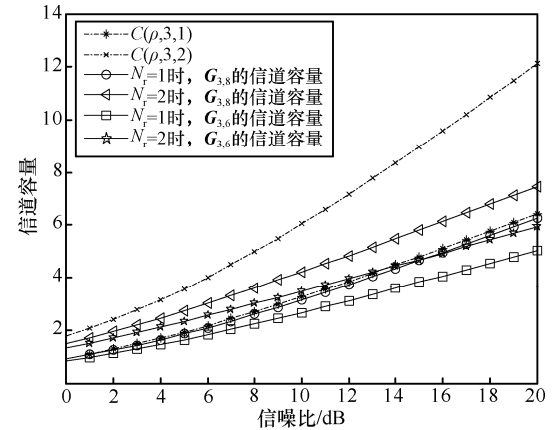


图 2 3 发射天线时信道容量的比较

6 误比特率性能的仿真比较

假设接收天线数为 1, $G_{4,8}$ 采用基于条件最大似然算法的成对译码及单符号译码所获误比特率性能的比较如图 3 所示。该仿真中, $G_{4,8}$ 采用 QPSK 星座映射。从图中可以看出, 采用基于最大似然算法的成对译码所获误比特率性能优于单符号译码, 2 条曲线性能相差约 0.5dB。造成这种性能差异的主要原因是单符号译码过程中, 放大了噪声功率, 从而使得接收端信噪比下降。

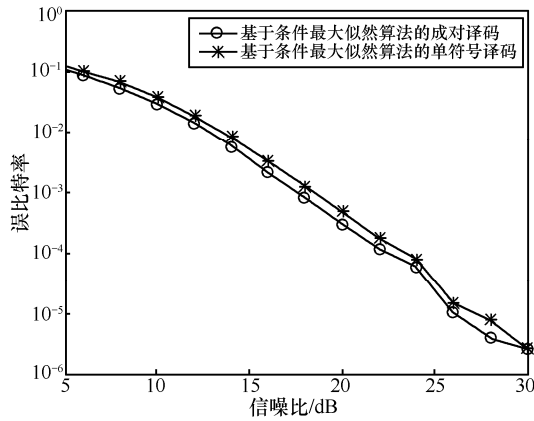


图 3 基于条件最大似然算法的成对译码与单符号译码性能比较

4 发射天线时,图 4 给出了 $G_{4,8}$ 与正交及准正交空时分组码的性能比较。其中, $G_{4,8}$ 采用 BPSK 星座映射,正交空时分组码采用 16QAM 星座映射,为文献[9]中码率为 1/2 的编码方案,准正交空时分组码采用 QPSK 映射,为文献[3]中的编码方案。从图中可以看出, $G_{4,8}$ 所获分集增益与准正交码字是一样的,2 条曲线平行,性能相差约 1dB,并且在误比特率为 10^{-4} 时, $G_{4,8}$ 性能比正交空时分组码好 2dB。

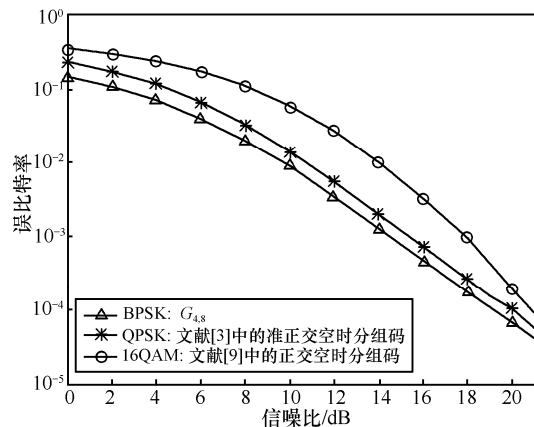


图 4 4 发射天线时 $G_{4,8}$ 与正交及准正交空时分组码的性能比较

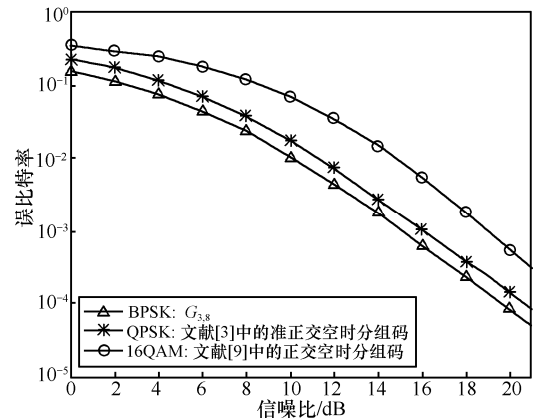


图 5 3 发射天线时 $G_{3,8}$ 与正交及准正交空时分组码的性能比较

图 5 给出了 3 发射天线时, $G_{3,8}$ 与正交及准正交空时分组码的性能比较。正交及准正交编码仍采用文献[9]及文献[3]中的方案。结果表明, $G_{3,8}$ 的性能最好。

7 结束语

本文研究了发射天线分别为 3、4 时的高速率空时分组码编译码方案。该方案利用 2 个叠加的准正交空时分组码结构,码率可达到 2 或 1.5。经公式推导,给出了基于条件最大似然算法的单符号译码过程,该译码方法有效减小了译码复杂度。从信道容量角度分析可以看出,码率为 2 的编码设计的信道容量好于码率为 1.5 的编码设计,并且当接收天线数为 1 时,码率为 2 的编码设计可近似获得实际信道容量值。从误比特率性能方面分析,码率为 2 的编码设计可获得较好的性能。

参考文献:

- [1] ALAMOUTI S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] HASSIBI B, BERTRAND M H. High-rate codes that are linear in space and time[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(7): 1804-1824.
- [3] JAFARKHANI H. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Transaction on Communications, 2001, 49(1): 1-4.
- [4] SU W, XIA X. Signal constellations for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2004, 50(10): 2331-2347.
- [5] 赵琰, 何晨, 蒋铃钧. 四天线准正交空时分组码的设计和性能分析[J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2250-2253.
- ZHAO Y, HE C, JIANG L G. Design and performance analysis of quasi-orthogonal space-time block codes for four antennae[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(12): 2250-2253.
- [6] SEZGINER S, HIKMET S. A full-rate full-diversity 2x2 space-time code for mobile wimax systems[A]. IEEE International Conference on Signal Processing and Communications[C]. Dubai, United Arab Emirates, 2007.
- [7] BASAR E, AYGOLU U. High-rate full-diversity space-time block codes for three and four transmit antennas[J]. The Institution of Engineering and Technology Communications, 2009, 3(8): 1371-1378.

(下转第 149 页)