

具有子块编码结构和优化编码增益的 非相干全分集空频码设计

王 欣, 魏急波, 李 颖

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 非相干空频编码是在无法得到精确信道信息的情况下获取 MIMO-OFDM 系统中空间分集和频率分集的重要手段, 而目前非相干空频码的研究还是将整个 OFDM 符号看作是一个码字, 这样大大增加了系统的编译码复杂度. 本文提出了具有子块编码的非相干空频码结构, 每个空频码字只占用部分子载波. 通过一种码设计的新思路, 将频率选择性衰落下的传输等效为平衰落下的传输, 并在分析成对错误概率的基础上提出了具有全分集子块结构非相干空频码的设计准则和编码增益的优化方法.

关键词: 空频编码; 分集增益; 编码增益; 子块结构

中图分类号: TP911.0 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 04-0655-06

Sub-block Noncoherent Space-Frequency Coding with Full-Diversity and Optimized Coding Gain for MIMO-OFDM

WANG Xin, WEI Ji-bo, LI Ying

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Noncoherent space frequency coding in MIMO-OFDM is an important method to obtain space and frequency diversity in the absence of channel state information. In this paper, we address a new view of the transmission of space frequency codes which transform the transmission in frequency selective channels into flat fading channels. Then, a sub-block noncoherent space frequency coding is proposed which divides the space frequency plane into small sub-blocks and each one constitutes a space frequency codeword. By a modified signal model, an asymptotic analysis of the pairwise error probability (PEP) is derived and thus the design criteria for full diversity-achieving code is explicitly defined. We also propose a code construct that achieves the promised order of diversity and demonstrate our conclusion by computer simulation.

Key words: space frequency coding; diversity gain; coding gain; sub-block structure

1 引言

在 MIMO-OFDM 系统中, 空频编码通过将信息符号在不同天线和子载波上同时传送, 可以同时获取空间分集和频率分集从而进一步提高系统的性能. 在相干检测的条件下, 已有的研究表明, 空频编码可以获得的最大分集阶数为发送天线数、接收天线数和可分辨多径数三者的乘积^[1], 已经有一些文献更为详细的提出了相干空频码的设计准则^[2,3]. 在接收端进行相干检测需要知道信道的衰落系数, 而无线通信系统通常工作于移动终端上, 在一个快衰落环境下估计信道将十分困难甚至于完全不可行. 为实现这种条件下的多天线通信, 接收端不需要信道状态信息的非相干空时编码首先被用于平衰落系统中^[4], 而在频率选择性衰落信道下, 非相干编码

也被引入到了空频编码中^[5]. 已有的研究表明, 非相干空频码最大可以获得与相干空频码相同的分集阶数, 但是文献[5]中所设计的空频码字具有一个码块占用所有 OFDM 子载波的特点, 这对于具有大子载波数的商用 OFDM 系统 (IEEE 802.11a/g 具有 64 路子载波, 而 IEEE 802.16e 具有 1728 路子载波) 来说是无法实际应用的. 值得指出的是文献[5]的作者将具有低复杂度非相干空频码的编译码问题归纳为有待进一步研究的课题, 并且当前这个领域的研究仍处于空白.

为降低系统复杂度, 我们首先应打破一个码块占用所有子载波的模式. 本文设计了一种具有子块编码结构的非相干空频编码 MIMO-OFDM 系统, 它将空频平面分割为多个子块, 每一个都构成一个空频码字, 这样每个码字就只占用少数几个子载波. 为了提出全分集码字的

设计准则, 我们首先应该对码字的成对错误概率进行精确的分析. 通过定义一个扩展码字, 我们将一个具有 M_T 个发送天线、 M_R 个接收天线以及 L 条可分辨路径的 MIMO 系统中空频码的传输转化为一个具有 LM_T 个发送天线和 M_R 个接收天线的平衰落 MIMO 系统中扩展码字的传输. 这样利用平衰落信道下空时编码已有的分析结果, 我们导出了非相干空频码成对错误概率的渐近分析. 这个分析表达式比 Chernoff 域方法更紧致, 可以直观的给出全分集码的设计准则和编码增益的优化方法.

全文由以下几个部分组成: 第二节简要介绍了系统模型; 第三节提出了基于扩展码字的信号模型以及码字成对错误概率的渐近分析, 并由此导出了全分集非相干空频码的设计准则; 第四节给出了一种全分集空频码的设计结构; 第五节的性能仿真验证了我们的结论; 第六节给出全文的结论.

2 系统模型

2.1 MIMO 多径信道模型

考虑一个 MIMO-OFDM 系统具有 M_T 个发送天线, M_R 个接收天线和 N 个子载波, 并且 MIMO 信道在一个 OFDM 块的持续时间内保持不变. 假设不同天线对之间的多径信道具 L 有个相互独立的矩阵值抽头 H_l , 并且具有相同的功率延迟特性, 那么从发送天线 i 到接收天线 j 之间信道的冲激响应可以建模为:

$$h_{i,j}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

这里 τ_l 是第 l 条路径的延迟, $\alpha_{i,j}(l)$ 是复值幅度. $\alpha_{i,j}(l)$ 定义为零均值复高斯随机变量, 其方差为 $\sigma_{i,j}^2$. L 条独立路径的功率归一化为 $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{i,j}^2 = 1$. 那么整个信道的频率响应可以表示为:

$$H_{i,j}(f) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l) e^{-j2\pi f \tau_l}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (2)$$

进一步假设 MIMO 信道是空间不相关的, 也就是说, $\alpha_{i,j}(l)$ 信道抽头对于不同的标号 (i, j) 是相互独立的, 我们可以将式(2)重写为矩阵形式为:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l e^{-j2\pi n \tau_l / T_u} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l e^{-j\frac{2\pi}{N} n \beta_l}, \quad n = 0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3)$$

这里 $\beta_l = \tau_l / T_u$, T_u 是 FFT 间隔, $T_s = T_u / N$ 是系统采样周期. 这样我们就用信道功率特性 $\Sigma^2 = (\sigma_0^2, \sigma_1^2, \dots, \sigma_{L-1}^2)$ 和延迟特性 $\beta = (\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{L-1})$ 定义了一个多径信道, 可以看出这个信道更具有一般性.

2.2 子块编码 MIMO OFDM 系统

设 \mathcal{C} 是势为 M 的非相干空频码字集合, 定义 $\mathcal{C} =$

$\{C_0, C_1, \dots, C_{M-1}\}$, 这里的码字是一个在 Q 个子载波和 M_T 个发送天线上传输的 $Q \times M_T$ 矩阵, 并且 $Q \leq N$. 此时一个 OFDM 符号会包含 $p = \lfloor N/Q \rfloor$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向 0 取整) 个码块, 并且 P 个码块在所有子载波上同时发送. 发送端执行一个 N 点的反傅立叶变换 (IFFT) 来生成发送信号并添加循环前缀, 我们假设循环前缀大于信道的最大多径时延以消除符号间干扰, 接收端对每个接收天线上的接收信号进行傅立叶变换 (FFT) 得到频域上的接收信号.

对于一个码字 $C \in \mathcal{C}$ 令 $C = [c_0, c_1, \dots, c_{Q-1}]^T$, 这里 $c_q, 0 \leq q \leq Q-1$ 是从 M_T 个天线和子载波 s_q 上发送的长度为 M_T 的向量. 在接收端进行 FFT 解调后, 接收向量可以表示为:

$$\mathbf{r}_q = \sqrt{\rho/M_T} \mathbf{H}(s_q) \mathbf{c}_q + \mathbf{w}_q, \quad q = 0, 1, \dots, Q-1 \quad (4)$$

这里 ρ 是每个接收天线上的平均信噪比, \mathbf{w}_q 是零均值复高斯随机噪声, 满足 $E\{\mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H\} = \mathbf{I}_{M_R} \delta_{q,q'}$. 我们将式 (4) 写成更为紧凑的形式:

$$\mathbf{R} = \mathbf{Y} + \mathbf{W} \quad (5)$$

这里:

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_0 \mathbf{y}_1 \dots \mathbf{y}_{Q-1}]^T, \quad \mathbf{y}_q = \sqrt{\rho/M_T} \mathbf{H}(s_q) \mathbf{c}_q \quad (6)$$

其中 $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_0 \mathbf{r}_1 \dots \mathbf{r}_{Q-1}]^T$ 是 $Q \times M_R$ 的接收矩阵, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_0 \mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_{Q-1}]^T$ 是 $Q \times M_R$ 的加性噪声矩阵. 我们并不考虑在 OFDM 符号间进行编码, 因为那样会增加系统的译码延时. 从上面可以看出, 该信号模型将空频平面分割为不同的小码块, 在小码块内进行编码, 这样就可以降低整个系统的复杂度.

3 子块非相干空频码: 性能分析与设计准则

本节中, 利用基于扩展码字的信道模型, 我们分析了非相干空频码的成对错误性能并在此基础上提出了获取全分集的编码准则, 并最大化了编码增益.

3.1 非相干空频码的性能分析

假设当前发送码字为 C , 将式(6)以矩阵值信道抽头的形式 $\mathbf{H}_l (l = 0, 1, \dots, L-1)$ 重写为:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho/M_T} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{D}^l \mathbf{C} \mathbf{H}_l^T = \sqrt{\rho/M_T} \mathbf{E}(C) \mathbf{H} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{D} = \text{diag}\{e^{-j2\pi s_q/N}\}_{q=0}^{Q-1}$ 是 $Q \times Q$ 的对角矩阵, 复合信道矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_1 \dots \mathbf{H}_{L-1}]^T$ 大小为 $LM_T \times M_R$. 我们定义 $Q \times LM_T$ 矩阵 $\mathbf{E}(C) = [\mathbf{D}^0 C \quad \mathbf{D}^1 C \quad \dots \quad \mathbf{D}^{L-1} C]$ 为码字 C 的扩展码字.

从对式(7)的观察中可以看出一个具有 M_T 个发送天线 M_R 个接收天线以及 L 条可分辨路径的 MIMO 系统中空频码的传输可以转化为一个具有 LM_T 个发送天线和 M_R 个接收天线的平衰落 MIMO 系统中码字的传输.

不同点在于发送码字变成了扩展码字 $E(C)$. 这个等效非常有利于非相干空频码的性能分析, 一些平衰落信道下的分析结论可以直接扩展到 MIMO-OFDM 系统中.

首先我们给出接收信道的条件概率密度和译码准则. 由于发送天线在空间上是互不相关的, 因此复合信道矩阵 H 的方差阵为: $\Sigma^2 = \text{diag}\{\sigma_i^2\} \otimes I_{M_T}$. 同样, 接收信号矩阵 R 的列也是独立同分布的, 并且任意列 r_n^1 ($n = 0, 1, \dots, M_R - 1$) 的协方差为:

$$\Lambda(C) = I_Q + \frac{\rho}{M_T} E(C) \Sigma^2 E^H(C)$$

那么条件接收概率密度可以表示为:

$$p(R|C) = \frac{\exp(-\text{tr}(R^H \Lambda^{-1}(C) R))}{\pi^{Q M_R} (\det \Lambda(C))^{M_R}} \quad (8)$$

由于缺少了信道的衰落系数, 接收机只能进行非相干最大似然检测. 假设一个星座集具有 M 个码字矩阵 $C_i \in \mathcal{C}$ 并且 $\Lambda(C_i) = \Lambda_i$, 最大似然译码准则可以表示为:

$$\hat{C}_{ML} = \arg \min_{C_i \in \mathcal{C}} (\text{tr}(R^H \Lambda_i^{-1} R) + M_R \ln \det \Lambda_i) \quad (9)$$

考虑到信号模型的相似性, 两个不同的非相干空频码字 C_i 和 C_j 的渐近成对错误概率可以表示为^[6, Proposition 2]:

$$P_{C_i \rightarrow C_j} = \frac{\rho^{-\mathcal{K}}}{\prod_{l=1}^{\mathcal{K}} \lambda_l} \sum_{k=0}^{\mathcal{K}} \binom{\mathcal{K} - 1 - k}{\mathcal{K} - 1} \frac{\hat{c}_{ij}^k}{k!} \quad (10)$$

这里 $\lambda_{l=1}^{\mathcal{K}}$ 是矩阵 $K_{xx|S_i} F_j$ 的 \mathcal{K} 个正特征值 ($K_{xx|S_i} F_j$ 的定义见文献[6], Sec. III), 并且

$$\hat{c}_{ij} = M_R \ln \frac{|B_{ii}|}{|B_{jj}|}$$

其中相关矩阵 $B_{ij} = E_i^H E_j$. 为简单起见, E_i, E_j 分别表示了码字 C_i, C_j 的扩展码字. 文献[6]已经证明了式(10)描述的性能表达式要比 Chernoff 域方法的结果要紧致, 并且 $K_{xx|S_i} F_j$ 的正的渐近特征值就是下面矩阵的 $LM_T M_R$ 个正特征值:

$$\rho(I_{M_R} \otimes \Sigma^2) [I_{M_R} \otimes (B_{ii} - B_{ij} B_{jj}^{-1} B_{ji})] \quad (11)$$

(见文献[6, Proposition 4] 及其证明). 所以渐近错误概率可以重写为:

$$P_{C_i \rightarrow C_j} = \frac{\rho^{-LM_T M_R} \sum_{k=0}^{LM_T M_R} \binom{LM_T M_R - k}{LM_T M_R} \frac{\hat{c}_{ij}^k}{k!}}{|\Sigma^2|^{M_R} |B_{ii} - B_{ij} B_{jj}^{-1} B_{ji}|^{M_R}} \quad (12)$$

(见文献[6], 式(28)), 这里我们假设矩阵

$$[E_i \ E_j]^H [E_i \ E_j] = \begin{bmatrix} B_{ii} & B_{ij} \\ B_{ji} & B_{jj} \end{bmatrix} \quad (13)$$

是满秩的以获得全分集阶数 $LM_T M_R$, 以下我们把这个条件称为全分集条件. 这里用到了行列式的属性: 对于

两个非奇异矩阵 X_1, X_2 有 $\det(X_1, X_2) = \det(X_1) \det(X_2)$ 还有分块矩阵的行列式公式. 注意这里 MIMO 信道是空间不相关的, Σ^2 为对角矩阵.

3.2 具有子块编码结构的非相干空频码的设计准则

基于对码字成对错误概率的分析式(12)和全分集条件, 与空时码的设计相类似, 我们可以给出具有子块编码结构的全分集非相干空频码的一些设计准则.

①全分集非相干空频码的行列式准则: 为获取全分集, 矩阵 $[E_i \ E_j]$ 对于任意的码字对 C_i 和 C_j 应当列满秩.

这一点很容易通过全分集条件以及矩阵的性质: “对于任意矩阵, $A, \text{rank}(A^H A) = \text{rank}(A)$ ” 来得到证明. 从这个结论我们可以看出, 为了获取全分集, 一个非相干空频码字所占用的子载波数 Q 应当大于等于 $2LM_T$, 也就是说, $Q \geq 2LM_T$. 我们可以看出这是一个和非相干空时码非常类似的结论^[4]. 非相干空时码中要求码字的时间跨度需要大于两倍的发送天线数, 而在我们的信号模型中, 时间维度变成了频率维度, 而发送天线数也变成了原有的发送天线数乘上可分辨多径数.

②非相干空频码的编码增益准则: 为获得最优编码增益, 下面的乘积应当最小化

$$\zeta_C = \max_{C_i \neq C_j} \frac{\sum_{k=0}^{LM_T M_R} \binom{LM_T M_R - k}{LM_T M_R} \frac{\hat{c}_{ij}^k}{k!}}{\prod_{l=1}^{\mathcal{K}} \lambda_l} \quad (14)$$

这个准则给出了星座集中参数的优化方法.

③扩展码字的酉性: 对于最优非相干空频码, 码字 C_i 的扩展码字应当满足酉性, 也就是说 $E_i^H E_i = I_{LM_T}$.

由于我们的系统是假设在一个具有 LM_T 个发送天线的平衰落信道下传输扩展码字 E_i , 在非相干检测条件下, 它将继承非相干空时码的一些特征. 由于非相干空时码的研究已经证明了酉码字在高信噪比下的最优性^[4], 因此上述编码准则可以由平衰落下酉空时调制的相关结论直接导出.

在酉码字的假设下, 我们可以容易的得出前面所定义的 $\hat{c}_{ij} = 0$. 那么编码准则 ②可以表述为: 为获取最优化的编码增益, 我们应当使得乘积 $\zeta'_C = \min_{C_i \neq C_j} \prod_{l=1}^{\mathcal{K}} \lambda_l$ 最大化. 特别的, 当码字实现全分集的时候, 我们可以从式(12)看出, 参数最优化的目的就是要使得行列式 $|B_{ii} - B_{ij} B_{jj}^{-1} B_{ji}|$ 在任意码字对 C_i 和 C_j 上的最小值最大化. 为简明起见, 重新定义一个指标来描述编码增益:

$$CG = \frac{1}{2 \sqrt{M_T}} \min_{C_i \neq C_j} |B_{ii} - B_{ij} B_{jj}^{-1} B_{ji}|^{\frac{1}{2LM_T}} \quad (15)$$

同时可以从式(12)看出, 在全分集以及固定的

$\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2$ 条件下, 当信道抽头功率平均分布时, 也就是说 $\sigma_l^2 = 1/L$ 时, 可以获得最优的编码增益. 这个结果和文献 [2] 中关于相干空频码的讨论是类似的.

④信道功率特性的独立性: 在不相关信道假设下, 信道功率特性和全分集码设计无关.

可以看出, 全分集条件并没有对信道功率特性 $\{\sigma_l^2\}_{l=0}^{L-1}$ 做出任何假设, 并且矩阵 (13) 的秩也不会受到信道功率特性的影响. 这样就可以在码设计的时候不考虑信道的功率特性. 但是需要指出的是, 信道的延迟特性仍然会影响码的设计, 我们将在下一节中阐述这个问题.

4 子块结构非相干空频码的设计

本节将提出子块结构非相干空频码的一种实现结构, 它满足上一节中所提出的相关准则, 可以达到全分集. 下面的码字设计过程均假设收发两端已经知道信道的功率延迟特性, 但并不知道信道的具体衰落系数.

为了获取空间以及频率分集增益, 受文献 [7] 中码字结构的启发, 假设一个多天线 $Q \times M_T$ 空频码字集 \mathcal{C} 中的一个码字 $C_i \in \mathcal{C}$ 具有以下结构:

$$C_i = \Phi F, i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

这里 $\Phi = \text{diag}_{q=0}^{Q-1} \{e^{j2\pi u_q/M}\}$ 是一个 $Q \times Q$ 的对角阵, 其中 $0 \leq u_q \leq M-1, q = 0, 1, \dots, Q-1$ 是一组需要优化的码参数. $Q \times M_T$ 矩阵 F 是一个起始矩阵, 码字搜索中, 我们附加一个能量限制:

$$\frac{1}{M_T Q} \text{tr}(C^H C) = 1, \text{ for every } C \in \mathcal{C} \quad (17)$$

我们将根据上一节描述的设计准则来选择 Φ 与 F .

①星座集的酉性

与衰落信道下的非相干空时码类似, 上一节中的编码准则 ③要求非相干空频码扩展码字的酉性, 也就是说, 对于每一个, $C_i \in \mathcal{C}$ 有:

$$E_i^H E_i =$$

$$\begin{bmatrix} C_i^H C_i & C_i^H D^{\beta_1 - \beta_0} C_i & \dots & C_i^H D^{\beta_{L-1} - \beta_0} C_i \\ C_i^H D^{\beta_0 - \beta_1} C_i & C_i^H C_i & \dots & C_i^H D^{\beta_{L-1} - \beta_1} C_i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_i^H D^{\beta_0 - \beta_{L-1}} C_i & C_i^H D^{\beta_1 - \beta_{L-1}} C_i & \dots & C_i^H C_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_i^H F_i & F_i^H D^{\beta_1 - \beta_0} F_i & \dots & F_i^H D^{\beta_{L-1} - \beta_0} F_i \\ F_i^H D^{\beta_0 - \beta_1} F_i & F_i^H F_i & \dots & F_i^H D^{\beta_{L-1} - \beta_1} F_i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_i^H D^{\beta_0 - \beta_{L-1}} F_i & F_i^H D^{\beta_1 - \beta_{L-1}} F_i & \dots & F_i^H F_i \end{bmatrix}$$

$$= I_{LM_T}$$

这里用到了 D 和 Φ 的乘法交换性. 为满足这一条件, 我们可以定义起始矩阵 F 具有如下形式:

$$F = [f_0 \quad D^{\beta_1} f_0 \quad D^{\beta_2} f_0 \quad \dots \quad D^{\beta_{M-1}} f_0]$$

这里 $f_0 = I_{Q \times 1}$. 我们首先定义一个码字占用的子载波组的选择为 $s_p = s_0 + q \cdot N/Q$, 因此 s_0 有 N/Q 个不同的取值, 每一个对应一个 N/Q 发送码字中的一个. 我们可以选择矢量 $Z = (Z_1, \dots, Z_{M_T-1})$ 满足:

$$\beta_t + Z_t - \beta_{l'} - Z_{l'} \neq kQ \quad \text{for } l \neq l' \text{ or } t \neq t' \text{ or both}$$

可以看出尽管信道功率特性与码设计无关, 但是延迟特性却会影响初始矩阵的选择. 在 Z 确定之后, Q 的最小值应当满足 $Q \geq \max_{l, l', t, t'} \beta_t + Z_t - \beta_{l'} - Z_{l'} + 1$, 此外, Q 的取值还应该满足 $Q \geq 2LM_T$ 以保证全分集. 因此我们根据这两个条件选择 Q 的值, 并且使它尽量的小以保证较小的码块和提高传输效率.

②获取全分集的条件

上文已经确定了子载波分配方法以及起始矩阵 F 的形式, 但是, 如何获取全分集的问题仍然没有解决. 我们已经在上一节中证明为获取全分集, 矩阵 $[E_i \quad E_j]$ 应当对于任意码字对 C_i 和 C_j 都保证列满秩. 这就对参数 $u_q, q = 0, 1, \dots, Q-1$ 的选择做出了限制.

$$\begin{aligned} [E_i \quad E_j] &= [\Phi D^{\beta_0} F \quad \dots \quad \Phi D^{\beta_{L-1}} F \quad \Phi D^{\beta_0} F \quad \dots \quad \Phi D^{\beta_{L-1}} F] \\ &= \Phi [D^{\beta_0} F \quad \dots \quad D^{\beta_{L-1}} F \quad \Phi^{-1} D^{\beta_0} F \quad \dots \quad \Phi^{-1} D^{\beta_{L-1}} F] \end{aligned}$$

但是, 直接分析 u_q 和上述矩阵秩之间的关系是十分复杂的, 因此本文采用随机搜索的方法来获得 u_q 的取值. 利用矩阵性质: 对于一个满秩矩阵 A 和任意矩阵 X , $\text{rank}(AX) = \text{rank}(X)^{[8, p. 13]}$, 只需要对下面矩阵的秩进行搜索:

$$[D^{\beta_0} F D^{\beta_1} F \quad \dots \quad D^{\beta_{L-1}} F \quad \Phi^{-1} D^{\beta_0} F \quad \Phi^{-1} D^{\beta_1} F \quad \dots \quad \Phi^{-1} D^{\beta_{L-1}} F]$$

这可以在一定程度上简化参数 u_q 的搜索. 从上面的等式可以看出, 我们所设计的码字具有循环特性, 也就是说, 在进行全分集条件检查的时候, 我们只需要对矩阵 $[E_0 \quad E_i], i = 1, 2, \dots, M-1$ 进行检查就可以了, 这一特点大大简化了码字的搜索过程.

③最大化编码增益

上一步的码设计中, 通过随机搜索可以获得很多组 $u_q, q = 1, 2, \dots, Q-1$ 的候选值, 它们都满足全分集条件. 为了进一步提高系统性能, 就有必要对编码增益进行最优化, 应当选择具有一组 u_q 能够最大化所有码字对所对应的 CG 的最小值. 很容易验证, 在全分集以及扩展码字的酉性条件下, 码字的编码增益 CG 也具有循环特性, 也就是说只需要计算当前 u_q 参数下码字对 E_0 和 $E_i, i = 1, 2, \dots, M-1$ 之间的编码增益就可以得到该组参数下 CG 的值.

在这里给出码搜索的一个例子, 假设信道具有均匀的功率延迟特性, 也就是说 $\sigma_l^2 = 1/L$, 并且延迟剖面 $\beta = (0, 1, \dots, L-1)$. 表 1 列出了当 $M_T = 2, N = 128$ 时对应

于不同的 L 以及 M 的最佳星座参数, 表中列举 CG 作为编码增益的参数可以更好的反映编码增益和码字之间的关系.

表 1 $M_T=2, N=128$ 时的最佳星座参数

M	L	Q	CG	$[u_1, u_2, \dots, u_Q]$
16	2	8	0.4816	[1 14 15 10 10 11 8 5]
16	3	16	1.0176	[1 13 14 10 4 1 2 5 0 11 2 7 10 0 11 12]
32	2	8	0.3785	[1 18 29 13 16 5 30 2]
32	3	16	0.9316	[1 14 15 27 1 31 26 22 23 26 24 5 9 13 22 4]
64	2	8	0.2840	[1 14 26 51 1 37 16 40]
64	3	16	0.8919	[1 107 48 46 41 48 42 56 17 26 13 2 5 54 21]

5 仿真结果

本节将给出根据文中所设计的码结构在参数 $M_T=2, M_R=1, N=128$ 下进行仿真得到的码块错误率曲线. 仿真中假设信道具有均匀的功率延迟特性 $\sigma_l^2=1/L(l=0, 1, \dots, L-1)$.

图 1 的仿真结果显示了在 $L=3$ 的情况下, 对于三种大小的星座集 $M=16, 32$ 和 64 情况下优化得到的码字. 令 $Z=4$ (只有一个参数). 我们可以看出所有的码字都获得最大分集阶数, 但是速率的增长带来了编码增益的损失. 码参数从表 1 中选择.

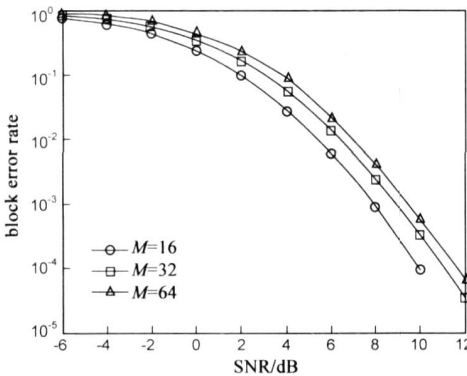


图 1 子块结构的非相干空频码在不同传输速率下的性能曲线

图 2 中, 我们选择表 1 中列出的在 $L=2, M=16$ 时优化得到的码字以及文献[7] Table II 中为平衰落信道而设计的酉空时码来进行仿真, 分别比较它们在 $L=1$ 和 $L=2$ 的实际信道中的性能, 以验证我们所设计的码字是否获取了比平衰落信道下更高的分集阶数. 我们可以看出, 在 $L=2$ 的情况下, 本文中为 $L=2$ 所优化设计的码字获取了更高的分集阶数. 而在 $L=1$ 的实际信道中, $L=2$ 条件下优化得到的码获取了 $L=1$ 和条件下优化得到的码相同的分集阶数, 而文献[7] 中的码字即使在 $L=2$ 的实际信道中也只能获得同样的分集阶数, 三者只有编码增益上的差别, 为平衰落而设计的酉空时码并不能获取额外的频率分集. 在 $L=2$ 的实际信道中, 本文设计的在 $L=1$ 条件下优化得到的码 (码参数为 μ

$= [1\ 9\ 5\ 5\ 15\ 14\ 2\ 3]$) 也获得了与为 $L=2$ 优化得到的码相同的分集阶数, 这是因为它的码参数也非常“巧合”地满足了全分集条件, 但是相比之下却有编码增益上的损失.

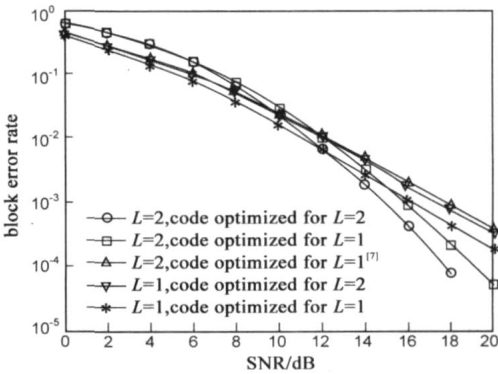


图 2 子块结构的非相干空频码在平衰落以及选择性衰落信道下的性能曲线

6 结论

本文提出了一种具有子块编码结构的非相干空频编码 MIMO-OFDM 系统的设计方法. 基于一种新的信号模型, 我们将频率选择性衰落信道下的传输问题转化成了平衰落信道下的传输问题, 对非相干空频码的成对错误概率进行了分析, 并在此基础上提出了全分集非相干空频码设计的准则以及一些码设计的重要特征, 仿真可以看出所设计的码字在频率选择性衰落信道下比平衰落条件下所设计的码字获得了额外的分集阶数, 同时它减小了码字的大小, 大大降低了系统的编译码复杂度, 方便了系统的设计实现.

参考文献:

[1] H Bolcskei, A J Paulraj. Space frequency coded broadband OFDM systems[A]. In Proceedings of IEEE WCNC 2000[C] Chicago, IL, 2000. 1– 6.

[2] W Su, Z Safar, K J R Liu. Full-rate full diversity space frequency codes with optimum coding advantage[J]. IEEE Transactions of Info Theory, 2005, 51(1): 229– 250.

[3] Y Chen, E Aktas, U Tureli. Optimal space frequency group codes for MIMO-OFDM system[J]. IEEE Transactions of Communications, 2006, 54(3): 553– 562.

[4] B M Hochwald, T L Marzetta. Unitary space time modulation for multiple antenna communications in Rayleigh flat fading[J]. IEEE Transactions of Info Theory, 2000, 46(2): 543– 564.

[5] M Borgmann, H Bolcskei. Noncoherent space frequency coded MIMO-OFDM[J]. IEEE Journal of Select Areas Communications, 2005, 23(9): 1799– 1810.

[6] M Brehler, M K Varanasi. Asymptotic error probability analysis

of quadratic receivers in Rayleigh fading channels with applications to a unified analysis of coherent and noncoherent space-time receivers[J]. IEEE Transactions of Info Theory, 2001, 47(6): 2383– 2399.

[7] B M Hochwald, T L Marzetta, T J Richardson, et al. Systematic

design of unitary space-time constellations[J]. IEEE Transactions of Info Theory, 2000, 46(6): 1962– 1973.

[8] R A Horn, C R Johnson. Matrix Analysis[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1993.

作者简介:



王 欣 男, 1980 年 5 月出生于陕西汉中, 2002 年 7 月和 2004 年 3 月在国防科技大学分别获得工学学士和工学硕士学位, 现为国防科技大学博士生, 主要从事 OFDM、多天线系统中的编码以及检测技术的研究.

E-mail: wxwireless@nudt.edu.cn



魏急波 男, 教授、博士生导师、IEEE 会员, 1967 年 2 月出生于湖北汉川. 1985 年和 1992 年分别在国防科技大学获工学学士和工学硕士学位, 并于 1998 年获东南大学工学博士学位. 主要研究方向为通信信号处理与通信网络.

E-mail: wjbhw@nudt.edu.cn