

一种具有快速译码结构和优化编码增益的全分集空频码

王欣^① 傅冰^② 李颖^① 魏急波^①

^①(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

^②(海军工程大学电子工程学院 武汉 430033)

摘要: 本文通过将一个对角空时码乘以一个压缩映射矩阵(Compact Mapping Matrix, CMM)从而得到一个空频码字,在获得空时码原有空间分集性能的基础上可以获得指定阶数的频率分集,从而提高了频率选择性信道下相干空频编码 MIMO-OFDM 的性能,该文还对码字的编码增益进行了优化,进一步提高了系统性能。同时,利用对角星座的快速译码研究的新成果,该方法设计的码字其译码过程得到了大大的简化,有利于系统的硬件实现。

关键词: 频率选择性衰落信道; MIMO-OFDM; 空频编码; 全分集

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2193-05

A Full-Diversity Space-Frequency Codes with Fast Decoding Structure and Optimized Coding Gains

Wang Xin^① Fu Bin^② Li Ying^① Wei Ji-bo^①

^①(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology
Changsha 410073, China)

^②(Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Using a Compact Mapping Matrix (CMM) to transform a diagonal space-time coding, a design method for full-diversity space-frequency codes is proposed. Without losing the inherent space diversity of the space-time coding, the proposed space-frequency coding obtains extra frequency diversity provided by the frequency-selective fading channels and improve the performance. Further improvement is obtained by optimizing the coding gains. Exploring the diagonal structure of space-time coding and the new research results, the proposed codes can be decoded with polynomial complexity. This facilitates the hardware implementation of the system.

Key words: Frequency-selective fading channels; MIMO-OFDM; Space-frequency coding; Full diversity

1 引言

多输入多输出(MIMO)系统在收发两端使用了多个天线,通过获取空间分集来抵抗衰落的不利影响,而空时编码正是为获取系统分集增益而广泛使用的技术之一,文献[1]分析了空时编码的性能准则和设计方法,并通过分集增益和编码增益两项指标来刻画空时码的性能。目前所研究的空时码大都集中于窄带衰落的情况,然而在宽带系统中,信道往往呈现出强烈的频率选择性,这种情况下,频率选择性信道可以提供空间分集和频率分集,要同时获取这两种分集就需要设计相应的空频编码(Space-Frequency Codes, SFCs)。空频编码是将发送符号同时在空间和频率上展开,将一个空频平面分割为不同码块进行信息传输。文献[2]已经证明空频编码 OFDM 系统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,但是它并没有提出具体的编码形式。文献[3]设计了频率选择性衰落信道下获取最大分集增益的空时频编码,并且通过分组降低了复杂度,

但是把码字扩展到时域的方法除了会带来更大的译码延迟外仍然具有较高的复杂度。文献[4]通过将一个空时码在频率方向上进行重复,可以保证获得指定阶数(小于可分辨多径数)的分集,但是它降低了传输效率,并且损失了编码增益。

本文提出了一种全分集空频码的设计方法,它通过将一个对角空时码乘以一个压缩映射矩阵来得到所需的空频码,通过对系统成对错误概率的分析,导出了该结构的码字在获得指定分集阶数时需要满足的条件,并且对码字能够达到的编码增益进行了优化,在同等分集增益的基础上获得了优于文献[4]的性能。同时利用对角星座快速译码研究的新成果^[5]提出了该码的快速译码算法,该算法具有多项式复杂度,有利于系统的硬件实现。

2 系统模型与性能准则

2.1 系统模型

一个 MIMO-OFDM 系统具有 M_t 个发送天线, M_r 个接收天线,子载波数为 N ,假设所有子载波都可用,每一对收发天线之间的频率选择性衰落信道具有 L 个相互独立的延迟路径,并且具有相同的功率延迟特性(PDP),信道脉冲响

应表示为

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

τ_l 是第 l 条路径的延迟, $\alpha_{i,j}(l)$ 是发送天线 i 和接收天线 j 之间的信道幅度, 服从零均值复高斯分布, 其方差为 $E|\alpha_{i,j}(l)|^2 = \delta_l^2$, 所有延迟路径归一化后满足 $\sum_{l=0}^{L-1} \delta_l^2 = 1$, 每个信道的频率响应为

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

每 b 个输入比特映射成一个空频码块, 每个码块 C 是一个 $N \times M_t$ 矩阵, 假设 $c_i(n)$ 是第 i 个天线第 n 个子载波上发送的信道符号, 空频码块的能量限制为 $E\|C\|_F^2 = NM_t$ 。第 j 个天线的第 n 个子载波上的接收信号为

$$y_j(n) = \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \sum_{i=1}^{M_t} c_i(n) H_{i,j}(n) + z_j(n) \quad (3)$$

信道频响为 $H_{i,j}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l) e^{-j2\pi n \Delta f \tau_l}$, 其中 $\Delta f = 1/T$ 是子载波间隔, T 为 OFDM 块的长度(以下都称 OFDM 块, 不再称为 OFDM 符号以免混淆)。假设接收端已知信道状态信息 $H_{i,j}(n)$ 而发送端未知。并且式(3)中 $z_j(n)$ 代表第 j 个接收天线的第 n 个子载波上的加性复高斯噪声, 是互不相关的。能量因子 $\sqrt{\rho/M_t}$ 保证 ρ 是每个接收天线上的平均信噪比, 与天线数无关。

2.2 空频码的性能准则

从文献[4,6]可以得出, 两个不同的空频码字 C 和 \tilde{C} 成对错误概率的上限可以表示为

$$P(C \rightarrow \tilde{C}) \leq \left(\frac{2KM_r - 1}{KM_r} \right) \left(\prod_{i=1}^K \lambda_i \right)^{-M_r} \left(\frac{\rho}{M_t} \right)^{-KM_r} \quad (4)$$

其中 K 是矩阵 $\Delta \circ R$ 的秩, $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ 是 $\Delta \circ R$ 的非零特征值。 Δ 和 R 的定义如下所示:

$$\Delta \triangleq (C - \tilde{C})(C - \tilde{C})^H \quad (5)$$

$$R = W \text{diag}(\delta_0^2, \delta_1^2, \dots, \delta_{L-1}^2) W^H \quad (6)$$

这里

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ w^{\tau_0} & w^{\tau_1} & \dots & w^{\tau_{L-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w^{(N-1)\tau_0} & w^{(N-1)\tau_1} & \dots & w^{(N-1)\tau_{L-1}} \end{bmatrix}_{N \times L}$$

其中 $w = e^{-j2\pi \Delta f}$ 。假设各个延迟路径都落在采样间隔上, 那么 W 就是 DFT 矩阵的一部分。根据上面的定义, 空频码字的设计准则可以概括为两条: (1)分集准则: 在所有码字对之中最大化矩阵 $\Delta \circ R$ 的秩的最小值; (2)编码增益准则: 在所有码字对之中最大化乘积 $\prod_{i=1}^K \lambda_i$ 的最小值。第 3 节中我们将根据这两条准则展开全分集空频码的设计并且优化编码增益。

3 全分集码的设计与编码增益的优化

根据上一小节的编码准则, 本文将提出一种新的编码结

构, 它可以保证获得 $\Gamma M_t M_r$ 阶分集, 这里 $1 \leq \Gamma \leq L$ 。分集阶数的指标 Γ 决定了码字的大小, 它的选取将关系到码字的编码以及译码复杂度。

3.1 全分集码的结构

为了降低系统的复杂度, 我们对空频平面进行分割, 一个空频 OFDM 码字 C 可以表示成多个子码 G_p 串连的形式

$$C = [G_1^T \ G_2^T \ \dots \ G_P^T \ \mathbf{0}_{N-P\Gamma M_t}^T]^T \quad (7)$$

这里 $P = \lfloor N / (\Gamma M_t) \rfloor$, 每一个子码块 G_p 是 $\Gamma M_t \times M_t$ 的矩阵并且具有相同的结构, $p = 1, 2, \dots, P$:

$$G = V_{\Gamma M_t \times \Gamma M_t} D_{\Gamma M_t \times M_t} \quad (8)$$

其中 V 从一个势为 Ω 的对角矩阵集合 \mathbf{V} 中选取, $\Omega = 2^b$ 。 D 是一个固定的矩阵, 它将一个 $\Gamma M_t \times \Gamma M_t$ 的对角矩阵变化到适合传输的大小, 本文将其称为压缩映射矩阵(Compact Mapping Matrix, CMM)。对于不同的码字 G_{p1} 和 G_{p2} , $p1 \neq p2$, 他们是相互独立的, 在设计时可以单独考虑。下面我们推导空频码字达到分集阶数 $\Gamma M_t M_r$ 所需要满足的条件。

假设两个不同的空频码字 C 和 \tilde{C} 分别由子码块序列 G_1, G_2, \dots, G_P 和 $\tilde{G}_1, \tilde{G}_2, \dots, \tilde{G}_P$ 构成, 分别可以表示为 $C = \bar{G} \cdot \bar{D}$ 和 $\tilde{C} = \tilde{G} \cdot \bar{D}$, 其中 $\bar{G} = \text{diag}[V_1 \ V_2 \ \dots \ V_P]$, $\bar{D} = \mathbf{1}_{P \times 1} \otimes D$ 中 V_1, V_2, \dots, V_P 从对角矩阵集 $\{V \mid V = \text{diag}(v_1, v_2, \dots, v_{\Gamma M_t})\}$ 中选取, \tilde{G} 也有类似的定义。

$$\begin{aligned} (\Delta \circ R)_{\Gamma M_t \times \Gamma M_t} &= \{(C - \tilde{C})(C - \tilde{C})^H\} \circ R \\ &= \left\{ (\bar{G} - \tilde{G}) [\mathbf{1}_{P \times 1} \otimes D] [\mathbf{1}_{P \times 1} \otimes D]^H (\bar{G} - \tilde{G})^H \right\} \circ R \\ &= \begin{bmatrix} (V_1 - \tilde{V}_1) D D^H (V_1 - \tilde{V}_1)^H & (V_1 - \tilde{V}_1) D D^H (V_2 - \tilde{V}_2)^H & & \\ (V_2 - \tilde{V}_2) D D^H (V_1 - \tilde{V}_1)^H & & \dots & \\ \vdots & & \dots & \\ (V_P - \tilde{V}_P) D D^H (V_1 - \tilde{V}_1)^H & & \dots & \\ \dots & (V_1 - \tilde{V}_1) D D^H (V_P - \tilde{V}_P)^H & & \\ \vdots & \vdots & & \\ \vdots & \vdots & & \\ \dots & (V_P - \tilde{V}_P) D D^H (V_P - \tilde{V}_P)^H & & \end{bmatrix} \circ R \quad (9) \end{aligned}$$

第 3 个等式使用了 Kronecker 积的性质 $(A_1 \otimes B_1)(A_2 \otimes B_2) = (A_1 A_2 \otimes B_1 B_2)$, 式(9)方括号内的矩阵是一个 $P \times P$ 的分块矩阵, 这启发我们将 R 也分割成一个 $P \times P$ 的分块矩阵, 每个分块是大小为 $\Gamma M_t \times \Gamma M_t$ 的矩阵, 定义为 $R_{mn} = \{r_{mn}(i, j)\}_{1 \leq m, n \leq P, 1 \leq i, j \leq \Gamma M_t}$ 。分块内的元素为 $r_{mn}(i, j) = \sum_{l=0}^{L-1} \delta_l^2 w^{[(m-n)P M_t + (i-j)\tau_l]}$, 那么分块可以表示为 $R_{mn} = W_m \cdot \Delta W_n^H$, 其中

$$\mathbf{W}_m = \begin{bmatrix} w^{(m-1)\Gamma M_t - \tau_0} & w^{(m-1)\Gamma M_t - \tau_1} & \dots & w^{(m-1)\Gamma M_t - \tau_{L-1}} \\ w^{(m-1)\Gamma M_t + 1 - \tau_0} & w^{(m-1)\Gamma M_t + 1 - \tau_1} & \dots & w^{(m-1)\Gamma M_t + 1 - \tau_{L-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w^{(m\Gamma M_t - 1) - \tau_0} & w^{(m\Gamma M_t - 1) - \tau_1} & \dots & w^{(m\Gamma M_t - 1) - \tau_{L-1}} \end{bmatrix}_{\Gamma M_t \times L}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \delta_0^2 & & & \\ & \delta_1^2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \delta_{L-1}^2 \end{bmatrix}$$

根据上面的定义,式(9)可以重写为

$$\Delta \circ \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \left[(\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1) \mathbf{D} \mathbf{D}^H (\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1)^H \right] \circ (\mathbf{W}_1 \Lambda \mathbf{W}_1^H) \\ \left[(\mathbf{V}_2 - \tilde{\mathbf{V}}_2) \mathbf{D} \mathbf{D}^H (\mathbf{V}_2 - \tilde{\mathbf{V}}_2)^H \right] \circ (\mathbf{W}_2 \Lambda \mathbf{W}_2^H) \\ \vdots \\ \dots \\ \left[(\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1) \mathbf{D} \mathbf{D}^H (\mathbf{V}_2 - \tilde{\mathbf{V}}_2)^H \right] \circ (\mathbf{W}_1 \Lambda \mathbf{W}_2^H) \dots \dots \\ \dots \\ \vdots \\ \dots \end{bmatrix}_{\Gamma M_t \times \Gamma M_t} \quad (10)$$

为了分析方便,对发送码字进行一个假设,对于两个不同的码字 \mathbf{C} 和 $\tilde{\mathbf{C}}$, 存在一个特定的 p_0 ($1 \leq p_0 \leq P$) 使得 $\mathbf{G}_{p_0} \neq \tilde{\mathbf{G}}_{p_0}$ 并且对于 $p \neq p_0$ 有 $\mathbf{G}_p = \tilde{\mathbf{G}}_p$, 根据文献[7], 这样一个假设并不会降低 $\Delta \circ \mathbf{R}$ 的秩, 并且 $\Delta \circ \mathbf{R}$ 的非零特征值与 $\left[(\mathbf{G}_{p_0} - \tilde{\mathbf{G}}_{p_0}) (\mathbf{G}_{p_0} - \tilde{\mathbf{G}}_{p_0})^H \right] \circ (\mathbf{W}_{p_0} \Lambda \mathbf{W}_{p_0}^H)$ 相同, 不失一般性假设 $p_0 = 1$, 这样对 $\Delta \circ \mathbf{R}$ 的研究就简化成为对 $\left[(\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1) \cdot \mathbf{D} \mathbf{D}^H (\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1)^H \right] \circ (\mathbf{W}_1 \Lambda \mathbf{W}_1^H)$ 的研究, 令 $\mathbf{Q}_{11} = \mathbf{W}_1 \Lambda \mathbf{W}_1^H$ 。注意到这里的 $\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1$ 也是一个对角阵, 根据 Hadamard 积的性质^[7], 可以将该式改写为

$$\begin{aligned} & \left[(\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1) \mathbf{D} \mathbf{D}^H (\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1)^H \right] \circ \mathbf{Q}_{11} \\ & = (\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1) \left[\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11} \right] (\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1)^H \end{aligned} \quad (11)$$

我们的目的是使得式(11)代表矩阵满秩, 这样 $\Delta \circ \mathbf{R}$ 至少具有 ΓM_t 个非零特征值, 那么该空频码的分集阶数为 $\Gamma M_t M_r$, 达到了预期的目标。要使式(11)满秩, 也就是要求它的行列式不为零。

$$\begin{aligned} & \det \left(\left[(\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1) \mathbf{D} \mathbf{D}^H (\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1)^H \right] \circ \mathbf{Q}_{11} \right) \\ & = \det \left((\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1) \left[\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11} \right] (\mathbf{V}_1 - \tilde{\mathbf{V}}_1)^H \right) \\ & = \prod_{k=1}^{\Gamma M_t} |v_k - \tilde{v}_k|^2 \cdot \det(\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}) \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中第2个等式成立的条件是 $\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}$ 必须满秩, 从 \mathbf{Q}_{11} 的定义可知, 它的最大秩为 L , 而 $\text{rank}(\mathbf{D} \mathbf{D}^H) = \text{rank}(\mathbf{D})$

$\leq M_t$, 根据 Hadamard 积秩的性质 $\text{rank}(\mathbf{A} \circ \mathbf{B}) \leq \text{rank}(\mathbf{A}) \text{rank}(\mathbf{B})$, 有 $\text{rank}(\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}) \leq L M_t$, 因此压缩映射矩阵 \mathbf{D} 的选择需要满足条件 $\text{rank}(\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}) = \Gamma M_t$, 其中 $\Gamma \leq M_t$ 。文献[8]中设计的全分集全速率空频码相当于本文码型在 $\mathbf{D} = \mathbf{I}_{M_t} \otimes \mathbf{1}_{\Gamma \times 1}$ 时的特例, 此时 $\mathbf{D} \mathbf{D}^H = \mathbf{I}_{M_t} \otimes \mathbf{1}_{\Gamma \times \Gamma}$, 它将 \mathbf{Q}_{11} 进一步分割成具有 M_t 个子块的分块对角阵, 每个分块是一个 $\Gamma \times \Gamma$ 的对角阵, 这样满足了 $\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}$ 满秩的条件, 但是却会损失编码增益, 下一小节将从优化编码增益的角度寻找对角矩阵集 \mathbf{V} 和 \mathbf{D} 的选择, 编码增益不同造成的性能差异将在仿真中体现, 这是本文星座结构的一个特点。

3.2 编码增益的优化

在满足分集阶数要求的情况下, 希望码字获得更大的编码增益, 也就是希望式(12)所代表的行列式的值对于任意码字对的最小值能够最大。从对式(12)的观察可以看出它包含相互独立的两部分乘积, 因此可以对两部分分别进行优化设计。

第1部分只和对角星座集 \mathbf{V} 有关, 我们可以直接利用对角空时码设计已有的成果, 根据文献[9]中的星座设计:

$$\mathbf{V}_1 = \text{diag} \left(e^{j(2\pi/\Omega)u_1}, \dots, e^{j(2\pi/\Omega)u_{\Gamma M_t}} \right),$$

$$u_m \in \{0, \dots, \Omega - 1\}; \quad m = 1, \dots, \Gamma M_t$$

$$\mathbf{V}_i = \mathbf{V}_1^i, \quad i = 0, \dots, \Omega - 1, \quad \mathbf{V} = \{\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_{\Omega-1}\}$$

其中参数 $u_1, u_2, \dots, u_{\Gamma M_t}$ 的优化需要使得式(12)第一项的连乘积最大化, 这一过程可以通过计算机搜索完成, 这里可以直接利用文献[9]的结论。

第2部分 $\det(\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11})$ 的优化需要对压缩映射矩阵 \mathbf{D} 进行适当的设计, \mathbf{D} 的设计需要满足3个条件: (1) $\text{rank}(\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}) = \Gamma M_t$; (2) 在 $\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}$ 满秩的基础上使得行列式的值最大化; (3) 满足码字的能量限制 $\|\mathbf{C}\|_F^2 = \Gamma M_t$ 。定义 $\zeta_D = \left| \det(\mathbf{D} \mathbf{D}^H \circ \mathbf{Q}_{11}) \right|^{\frac{1}{2\Gamma M_t}}$ 作为 \mathbf{D} 优化选择的指标。受文献[10]中码字设计的启示, 我们定义 \mathbf{D} 具有如下结构:

$$\mathbf{D} = \left[\mathbf{1}_{\Gamma M_t} \quad \mathbf{d}^{\alpha_1} \quad \dots \quad \mathbf{d}^{\alpha_{M_t-1}} \right]_{\Gamma M_t \times M_t} \quad (13)$$

其中 $0 \leq \alpha_1, \dots, \alpha_{M_t-1} \leq N - 1$, $\Gamma M_t \times 1$ 向量 $\mathbf{d} = \left[e^{-j(2\pi/N)\beta_1} \quad e^{-j(2\pi/N)\beta_2} \quad \dots \quad e^{-j(2\pi/N)\beta_{\Gamma M_t}} \right]^T$, $0 \leq \beta_1, \dots, \beta_{\Gamma M_t} \leq N - 1$, 我们可以通过随机抽取测试的方法对 $\{\alpha_i\}_{i=1}^{M_t-1}$ 和 $\{\beta_j\}_{j=1}^{\Gamma M_t}$ 进行优化。表1列出一些搜索的结果, 为比较起见, Su 在文献[8]所使用的 \mathbf{D} 获得的编码增益指标定义为 ζ_{Su} , 预期的分集阶数为 $\Gamma M_t M_r$ 。

搜索结果表明, 文献[8]中的码型很多时候并没有达到最优的编码增益, 这将对系统的性能造成一定影响。

表 1 D 矩阵参数搜索部分结果 (N = 128, M_t = 2, 均匀 PDP)

	ζ_D	$\{\alpha_i\}_{i=1}^{M_t-1}$	$\{\beta_j\}_{j=1}^{\Gamma M_t}$
$\Gamma = 2$	0.5775	64	3 8 13 18
	0.5602	21	3 8 13 18
	0.4466	60	2 6 10 14
$\zeta_{Su} = 0.2893$			
$\Gamma = 3$	0.2241	78	2 6 10 14 18 22
	0.2097	23	2 6 10 14 18 22
	0.1613	52	4 10 16 22 28 34
$\zeta_{Su} = 0.0795$			

4 快速译码算法

假设 $(\mathbf{y}_k)_{M_r \times 1}$ 和 $(\mathbf{c}_k)_{M_t \times 1}$, $k = 0, \dots, N-1$ 分别代表接收码块和发送码块在频点 k 上的接收向量和发送向量, $\mathbf{H}(e^{j2\pi k/N})$ 代表该频点上的信道矩阵, 那么空频码的最大似然检测可以表示为

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{C}} \sum_{k=0}^{N-1} \left\| \mathbf{y}_k - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{c}_k \mathbf{H}(e^{j2\pi k/N}) \right\|^2 \quad (14)$$

由于采用了子块编码的结构, 每个子块可以用类似与式(14)的形式独立地进行检测, 可以看出, 这个检测表达式具有较高的复杂度, 尤其是对于大的码字来说, 求范数将会引入大量的运算量, 这极大地限制了系统的实现。本文所提出的星座包含了一个对角矩阵, 而在差分空时调制的研究中, 具有对角结构的星座已经被证明可以利用格形译码在多项式的复杂度内完成检测^[11], 而最新的研究更进一步降低了搜索的复杂度^[5], 我们将利用这些结论在某些特定环境下给出本文所构造码字的快速译码。

对于最大径时延并不大的情况, 信道在频率方向上的变换并不快, 可以近似的认为一个码字传输所占用的所有频点上的信道矩阵是相同的, 那么第 p 个码块的最大似然检测就可以表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{G}}_p &= \arg \min_{\mathbf{G}} \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{G} \bar{\mathbf{H}} \right\|^2 \\ &= \arg \min_{i \in \{1, \dots, \Omega\}} \left\| \mathbf{Y}_p - \mathbf{V}_i (\mathbf{D} \bar{\mathbf{H}}) \right\|^2 \end{aligned} \quad (15)$$

因为 \mathbf{V}_i 是对角阵, 那么式(15)的检测就可以看做是一个对角矩阵差分调制中的检测问题, 可以用文献[5]中的快速译码方法来完成, 它只具有多项式的复杂度, 式中的 $\bar{\mathbf{H}}$ 可取为码字 \mathbf{G}_p 所占用频点上信道矩阵的平均值。

5 仿真结果

本节给出本文的仿真结果, 假设一个 MIMO-OFDM 系统有 $M_t = 2$ 个发送天线和 $M_r = 1$ 个接收天线, 具有 $N = 128$ 个子载波, 并假设 $\Gamma = 2$, 我们将所设计的码字和 Su 在文献[8]中设计的码字在不同信道下的性能进行比较。

文献[8]的仿真已经表明, 码字 \mathbf{G} 优于现存的正交设计码, 这里的仿真将表明, 本文所提出的码字性能将在 \mathbf{G} 的基础上得到进一步提高。

从图 1、图 2 可以看出, 本文所设计的空频码与 Su 所设计的码相比性能有了进一步提高, 当系统带宽为 4MHz 时, 在 Cost207-TU 信道模型下的仿真表明, 本文所设计的码在信噪比大于 12dB 时大约可以获得 2dB 的性能增益。

为测试第 4 节所提出了快速译码的性能, 我们对所设计的码字在如下指数衰减信道下的误符号率性能进行仿真

$$\sigma_l^2 = \frac{1 - e^{-a}}{1 - e^{-aL}} e^{-al}, \quad l = 0, 1, \dots, L-1$$

其中 a 是表征信道抽头衰减速度的参数, 仿真中我们设置 $a = 1$ 。

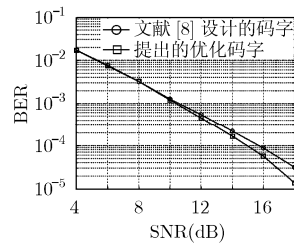


图 1 优化得到的空频码与文献[8]所设计的空频码在均匀 PDP 特性下的性能比较

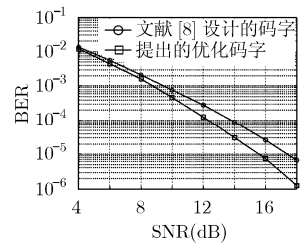


图 2 优化得到的空频码与文献[8]所设计的空频码在 Cost207-TU 信道模型下的性能比较

从图 3 可以看出, 在 $a = 1$ 的指数衰减信道条件下, 在一个实际接收机工作的信噪比范围内, 与最大似然译码相比, 使用快速译码算法带来性能损失都不超过 1dB, 但是在复杂度上, 基于格形的快速译码算法要比最大似然算法低的多。由于避免了大量的矩阵相乘以及求范数运算, 这种快速译码算法有利于系统的硬件实现。

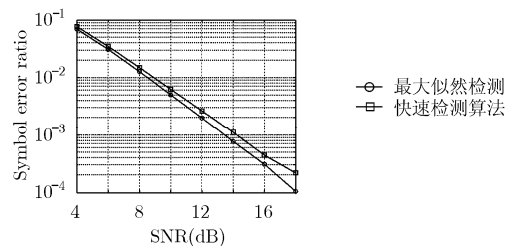


图 3 快速译码算法与最大似然译码在指数衰减信道下的性能仿真, $a = 1$

6 结束语

本文在分析相干条件下全分集空频码设计准则的基础上提出了一种具有快速译码结构和优化编码增益的空频码设计方法, 在保证获取全分集的基础上, 通过优化码的设计来最大化编码增益, 进一步提高了系统的性能, 同时, 通过

赋予码字一定的特殊结构,使得码字在一定信道环境下可以使用已有的快速译码算法来进行检测,在牺牲少量性能的基础上大大降低了系统的复杂度,有利于系统的实现。

参 考 文 献

- [1] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
 - [2] Boleskei H and Paulraj A J. Space-frequency coded broadband OFDM systems. IEEE WCNC'2000, Chicago, IL, Sep 2000: 1-6.
 - [3] Liu Z, Xin Y, and Giannakis G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2465-2476.
 - [4] Su W F, Safar Z, Olfat M, and Liu K J R. Obtaining full-diversity space-frequency codes from space-time codes via mapping. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2905-2916.
 - [5] Chen X, Zhou K, and Aravena J L. A new family of unitary space-time codes with a fast parallel sphere decoder algorithm. *IEEE Trans. on Info Theory*, 2006, 52(1): 115-140.
 - [6] Siwamogsatham S, Fitz M P, and Grimm J H. A new view of performance analysis of transmit diversity schemes in correlated Rayleigh fading. *IEEE Trans. on Info Theory*, 2002, 48(4): 950-956.
 - [7] Horn R A and Johnson C R. Topics in Matrix Analysis. Cambridge, UK., Cambridge Univ. Press, 1991.
 - [8] Su W F, Safar Z, and Liu K J R. Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage. *IEEE Trans. on Info Theory*, 2005, 51(1): 229-250.
 - [9] Hochwald B M and Sweldens W. Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(3): 2041- 2052.
 - [10] Hochwald B M, Marzetta T L, Richardson T J, Sweldens W, and Urbanke R. Systematic design of unitary space-time constellations. *IEEE Trans. on Info Theory*, 2000, 46(6): 1962-1973.
 - [11] Ling C, Mow W H, Li K H, and Kot A C. Multiple-antenna differential lattice decoding. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2005, 23(9): 1821-1829.
- 王欣: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 系统的编码与检测技术。
- 傅冰: 男, 1979年生, 讲师, 研究方向为自动控制。
- 李颖: 女, 1978年生, 博士, 研究方向为 MIMO 系统的检测技术。
- 魏急波: 男, 1967年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信中的信号处理与通信网络。