

文章编号: 0255-8297(2007)06-0589-05

4 根发射天线 MIMO-OFDM 系统中速率 为 2 的全分集空时频编码设计

麻清华, 杨绿溪, 何振亚

(东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 为了利用频率选择性准静态块衰落的 MIMO-OFDM 系统中的完全分集度, 利用代数空时码和 Hadamard 变换, 给出一种空时频分组码, 分集度为发射天线数 M_t 与接收天线数 M_r 和准静态块衰落抽头数 L 的乘积。当发射天线数为 4 时, 这种空时频码符号传输速率能达到 2。针对 4 根发射天线的系统, 本文所提出的 STFC 与其他 STFC 方案相比, 可以在符号传输速率为 1 的 STFC 与符号传输速率为 4 的 STFC 之间达到一个很好的性能和复杂度折中。实验仿真结果验证了该结论。

关键词: 空时频分组编码; 分集; 正交频分复用; 频率选择性衰落

中图分类号: TN911.5 文献标志码: A

A Rate-Two Full Diversity Space-Time-Frequency Block Code (STFBC) for 4-Tx MIMO-OFDM Systems

MA Qing-hua, YANG Lu-xi, HE Zhen-ya

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: To get full diversity available in the MIMO-OFDM systems with frequency selective quasi-static block fading, the algebraic space-time coding and Hadamard transform are utilized to get a new space-time-frequency block coding (STFBC) to get full diversity. The full diversity is a product of the number of the transmit antenna M_t , receiver antenna M_r , and channel taps L in a quasi-static block fading channel. When there are 4 transmitting antennas, the proposed STFBC can reach symbol transmission rate of two. Compared with other STFCs, it makes a good tradeoff between rate-one STFC and rate-four STFC in 4-transmitter MIMO-OFDM systems. Simulation results show validity of our technique.

Keywords: space time frequency block coding (STFBC); diversity; orthogonal frequency division multiplexing; frequency-selective fading

利用正交设计的空时码 (space time coding, STC) 是一种常见的发射分集方案^[1]。对于 MIMO 平坦衰落信道, 正交的空时分组码 (orthogonal space-time block codes, OSTBC) 的解码具有单个符号的极大似然的复杂度, 且能够获得的完全分集度为发射天线数 M_t 与接收天线数 M_r 的乘积。然而, OSTBC

的符号传输速率随着发射天线数的增加而递减。2 根发射天线时最大符号传输速率为 1, 4 根发射天线时最大符号传输速率下降到 3/4。为了追求高速的符号传输速率, 代数数理论被用来构造一类适合于任意发射天线数的全分集的 STC。这类被称为代数 STC^[2] 的方案, 可以获得完全的分集度, 且符号传输

收稿日期: 2006-12-15; 修订日期: 2007-06-25

基金项目: 国家“973”重点基础研究发展计划(2007CB310603); 国家自然科学基金(60672093)及重大基金(60496310); 国家“863”高技术研究发展计划(2007AA01Z262); 江苏省自然科学基金(BK2005061)资助项目

作者简介: 麻清华, 博士生, 研究方向: 通信信号处理、MIMO 通信中的空时信号处理, E-mail: dspmqh@gmail.com; 杨绿溪, 教授, 博导, 研究方向: 通信信号处理、无线网络和分布式信号处理、信号盲检测和参数盲估计, E-mail: lxyang@seu.edu.cn

速率能达到发射天线数 M_t 。

MIMO 信道的全部分集度由空间分集、时间分集和频率分集构成。在实际的信道传播环境中,可获得的分集度的详细分析可参考文献[3]。在由多径引起的频率选择性准静态衰落信道中,最大分集度为 $M_t M_r L$,这里 L 为收发天线对之间的多径数^[4]。为了利用完全的分集度并克服由于多径带来的符号间干扰,将 OFDM 调制应用到 MIMO 系统的方案被称为 MIMO-OFDM。通过对不同的发射天线、不同的衰落块以及不同的 OFDM 子载波同时进行联合空时频编码,可以获得最大的分集增益。在准静态 MIMO 频率选择性衰落信道中,文献[5,6]给出了几种编码方案,这些码能获得完全的分集度 $M_t M_r L$,但其符号传输速率都小于 1。文献[7]针对 4 根发射天线的 MIMO-OFDM 系统给出了一种符号传输速率为 1 的空时频分组码。它利用准正交设计和坐标交织来获得符号传输速率为 1 且达到全分集,虽然解码的复杂度不太高,但传输速率仍然有很大的提升空间。对于频率选择性衰落的 MIMO-OFDM 系统,文献[8]给出了一种能达到符号传输速率为发射天线数 M_t 且能保证获得完全分集的空时频码。这种方案虽然能达到最大的符号传输速率,但解码的复杂度太高。因此,需要一种能牺牲一部分解码的复杂度来换取更高传输速率的编码方案。本文给出了一种适合于频率选择性准静态块衰落的 MIMO-OFDM 系统的符号传输速率为 2 的全分集空时频码,通过在第 1 个 OFDM 衰落块内对发射天线和不同的 OFDM 子载波进行代数结构的编码,在第 2 个 OFDM 衰落块内,先进行适当的 Hadamard 变换,然后将变换后的符号映射到不同的发射天线和不同的子载波上去。

本文主要有以下几个方面的特点:

(1) 针对 4 根发射天线的 MIMO-OFDM 系统,给出了一种符号传输速率(每个信道的复符号个数)为 2 的空时频分组编码。在获得全分集的相同条件下,本文提出的 STFBC 的传输速率要比文献[7]中的 STFBC 的符号传输速率高。

(2) 对第 2 个衰落块内的传输符号进行 Hadamard 变换,然后再映射到各天线和各子载波上去。这种方案能有效地提高接收端解码的精确性,同时避免峰值能量的范围溢出。

(3) 通过模拟发现,对比文献[7]和[8],对于相同的比特传输速率,本文方案的性能达到一个很好的折中。

1 信道模型和系统模型

1.1 信道模型

考虑一个发射天线数为 M_t 、接收天线数为 M_r 和 M_s 个子载波的 MIMO-OFDM 系统,对于每一个收发天线对,这些 MIMO 子信道经历具有 L 个独立抽头的路径引起的频率选择性衰落。本文考虑到这些 MIMO 频率选择性衰落信道为准静态块衰落,即信道增益在一个编码衰落块内为不变的,块与块之间为独立的衰落。假设从发射天线 j 到接收天线 i 在第 u 个衰落块内的信道脉冲响应为

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

式中, τ_l 为第 l 径的延时。 $\alpha_{i,j}^u(l)$ 表示在第 u 个衰落块内从第 j 个发射天线到第 i 个接收天线经由第 l 径的信道系数。将 $\alpha_{i,j}^u(l)$ 建模成零均值的复高斯随机变量,且对任意的 (i, j, l, u) 是独立的,这里, $i = 1, \dots, M_r$; $j = 1, \dots, M_t$; $L = 0, \dots, L-1$; $u = 1, \dots, M_s$ 。进一步假设任意收发天线对在任意衰落块内的所有径的信道增益为等功率的,即 $E|\alpha_{i,j}^u(l)|^2 = \delta_i^2$, 对任意的 (i, j, l, u) 都成立。将这 L 径的功率归一化为 $\sum_{l=0}^{L-1} \delta_l^2 = 1$ 。

令 $\mathbf{h}_{i,j}^u = [\alpha_{i,j}^u(0), \alpha_{i,j}^u(1), \dots, \alpha_{i,j}^u(L-1)]^T$, 则式(1)的信道频域响应可记为

$$\mathbf{H}_{i,j}^u = \mathbf{F} \mathbf{h}_{i,j}^u \quad (2)$$

式中, $\mathbf{H}_{i,j}^u = [H_{i,j}^u(0), H_{i,j}^u(1), \dots, H_{i,j}^u(M_s-1)]^T$, 而

$$\mathbf{F} = [f^{r_0}, f^{r_1}, \dots, f^{r_{L-1}}] \quad (3)$$

列向量 \mathbf{f} 可表示为 $\mathbf{f} = [1, \zeta, \dots, \zeta^{M_s-1}]^T$, 其中 $\zeta = \exp\left(-j\frac{2\pi}{T_s}\right)$, T_s 表示有效的 OFDM 的符号周期。

1.2 系统模型

下面考虑 MIMO-OFDM 系统,信源产生的 M_s 个信息符号均来自离散的星座 A , A 为归一化能量的 QAM 或者 PSK 星座。利用一个映射 $f: S \rightarrow C$, 把信息符号向量 $\mathbf{s} \in A^{M_s}$ 变成一个编码矩阵 $\mathbf{C} \in \mathcal{C}^{M_s \times M_r M_t}$ 。这样,码字 \mathbf{C} 的每信道符号的传输速率可以定义为

$$R = \frac{M_s}{M_r M_t} \quad (4)$$

编码矩阵 \mathbf{C} 可以被记为

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^2, \dots, \mathbf{C}^{M_s}] \quad (5)$$

这里, $M_e \times M_e$ 维矩阵 $\mathbf{C}^u = [c_1^u, c_2^u, \dots, c_{M_e}^u] (u = 1, \dots, M_b)$ 表示在第 u 个衰落块内的发射码字子矩阵。将子矩阵 \mathbf{C}^u 的第 $j (j = 1, 2, \dots, M_e)$ 列记为 \mathbf{c}_j^u , 表示在第 u 个衰落块内从第 j 根发射天线上发射出去的符号。经过 IFFT 变换并且添加循环前缀后, OFDM 符号同时从不同的发射天线上发送出去。

在接收端, 接收信号假设是经过理想的定时和完全的同步。在移除循环前缀, 并进行 FFT 变换后, 第 u 个衰落块内第 i 根接收天线上接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{Y}_i^u = [Y_i^u(0), Y_i^u(1), \dots, Y_i^u(N-1)]^T \quad (6)$$

式中, $\mathbf{Y}_i^u = \sum_{j=1}^{M_e} \text{diag}(\mathbf{c}_j^u) \mathbf{H}_{i,j}^u$ 。为了表示方便, 功率归一化和噪声项都暂时省略。令 $\mathbf{D}_i = \text{diag}(\mathbf{f}^u)$, 可以发现 $\mathbf{D}_i \mathbf{c}_j^u = \text{diag}(\mathbf{c}_j^u) \mathbf{f}^u$ 。将式(2)和(3)代入式(6)可得: $\mathbf{Y}_i^u = \sum_{j=1}^{M_e} [\mathbf{D}_0 \mathbf{c}_j^u, \mathbf{D}_1 \mathbf{c}_j^u, \dots, \mathbf{D}_{L-1} \mathbf{c}_j^u] \mathbf{h}_{i,j}^u$ 。记 $\tilde{\mathbf{h}}_{i,j}^u = [\alpha_{i,1}^u(l), \alpha_{i,2}^u(l), \dots, \alpha_{i,M_e}^u(l)]^T, l = 0, 1, \dots, L-1$ 。通过一些矩阵的行/列置换, 可得

$$\mathbf{Y}_i^u = \sum_{l=0}^{L-1} [\mathbf{D}_0 \mathbf{c}_1^u, \mathbf{D}_1 \mathbf{c}_1^u, \dots, \mathbf{D}_L \mathbf{c}_1^u] \tilde{\mathbf{h}}_{i,l}^u = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{D}_i \mathbf{C}^u \tilde{\mathbf{h}}_{i,l}^u \quad (7)$$

记

$$\mathbf{X}_i = [\mathbf{D}_0 \mathbf{C}^u, \mathbf{D}_1 \mathbf{C}^u, \dots, \mathbf{D}_{L-1} \mathbf{C}^u] \quad (8)$$

和

$$\mathbf{h}_i^u = [(\tilde{\mathbf{h}}_{i,0}^u)^T, (\tilde{\mathbf{h}}_{i,1}^u)^T, \dots, (\tilde{\mathbf{h}}_{i,L-1}^u)^T]^T \quad (9)$$

由式(7)可得, $\mathbf{Y}_i^u = \mathbf{X}_i \mathbf{h}_i^u, u = 1, \dots, M_b; i = 1, 2, \dots, M_e$ 。进一步引入如下标记

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [(Y_1^1)^T, \dots, (Y_1^{M_b})^T, \dots, (Y_{M_e}^1)^T]^T, \\ \mathbf{h} &= [(\mathbf{h}_1^1)^T, \dots, (\mathbf{h}_1^{M_b})^T, \dots, (\mathbf{h}_{M_e}^1)^T, \dots, (\mathbf{h}_{M_e}^{M_b})^T]^T, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{I}_{M_e} \otimes \text{diag}(\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_{M_b}),$$

最后可以将系统表示为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{M_e}} \mathbf{X} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (11)$$

式里, 向量 $\mathbf{Y} \in \mathcal{C}^{M_e M_b M_e} \times M_e M_b M_e$ 表示接收信号, $\mathbf{X} \in \mathcal{C}^{M_e M_b M_e} \times M_e M_b M_e$ 表示发射信号的码字矩阵, 向量 $\mathbf{h} \in \mathcal{C}^{M_e M_b M_e} \times M_e M_b M_e$ 表示信道脉冲响应, 而 $\mathbf{n} \in \mathcal{C}^{M_e M_b M_e} \times M_e M_b M_e$ 表示零

均值单位方差的加性高斯白噪声。归一化因子 $\sqrt{\frac{\rho}{M_e}}$

确保每一根接收天线上的信噪比(SNR) ρ 与发射天线数 M_e 无关。

2 4发系统中的速率为2的空时频分组码

在这一节, 针对频率选择性准静态块衰落信道的 MIMO-OFDM 系统, 给出了能获得完全分集度 $M_e M_b L$ 且符号传输速率能达到 2 的空时频分组码。

考虑一个具有 4 根发射天线, 2 根接收天线的 MIMO-OFDM 系统。该系统具有 M_e 个子载波。假设信道为 2 径的抽头延时。根据文献[9]中的子载波分组思想和结论, 可以将对整个子载波构造的 STFC 简化为分组的 STFC(GSTFC), 同时又不牺牲 STFC 的分集性能, 而且能大大地减少接收端的解码复杂度。本文的 GSTFC 就是基于该性质设计的。考虑 $M_e = M_e M_b M_b / 2$ 个信息符号, 这些符号都是来自例如 QAM 或者 QPSK 等归一化能量的离散星座点。把这些符号分成 $J (J = M_e / K)$ 个组, 每一个组 $S_i \in \mathcal{C}^{K M_b M_b} (i = 1, 2, \dots, J)$ 独立地编码成一个大小为 $K \times M_e M_b$ 的 STFBC 矩阵 \mathbf{B}_i 。这样, 本文中的 STFBC 矩阵 $\mathbf{C} \in \mathcal{C}^{K M_e \times M_e M_b}$ 具有 $\mathbf{C} = [\mathbf{B}_1^T, \mathbf{B}_2^T, \dots, \mathbf{B}_J^T]^T$ 的形式, 其中 $J = M_e / K, K = 2^{\lceil \frac{\ln M_e}{\ln 2} \rceil + \lceil \frac{\ln L}{\ln 2} \rceil}$ 。显然, 对应于本文中的系统, $K = 8$ 。由于每一个子块 $\mathbf{B}_i (i = 1, 2, \dots, J)$ 具有相同的编码方式, 为简便起见, 只考虑其中的一个子块 \mathbf{B}_1 。下面, 考虑第 1 个分组的 STFBC 的详细构造。

第 1 个大小为 $K \times M_e M_b$ 的分组的 STFBC 矩阵 \mathbf{B}_1 的构造如下

$$\mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} \overline{\mathbf{X}}_1^1 & \overline{\mathbf{X}}_1^2 \\ \overline{\mathbf{X}}_2^1 & \overline{\mathbf{X}}_2^2 \end{pmatrix} \quad (12)$$

式中, $M_e \times M_e$ 维矩阵 $\overline{\mathbf{X}}_m^u (m = 1, 2; u = 1, 2)$ 是通过与线代空时码相同结构的方式来构造的。与文献[8]中提出的 STFBC 相比, 本文是再对第 2 个 OFDM 符号块内的发送信号进行了 Hadamard 变换, 而不是发射新的符号。这样, 利用 Hadamard 变换的特性, 可以有效地减少信号的峰值功率范围, 同时增加接收端符号判决的正确性。

现给出本文中的 STFBC 的结构如下

$$B_1 = \begin{pmatrix} x_{11} & \phi x_{21} & \phi^2 x_{31} & \phi^3 x_{41} & x_{11} & \phi x_{21} & \phi^2 x_{31} & \phi^3 x_{41} \\ \phi^3 x_{42} & x_{12} & \phi x_{22} & \phi^2 x_{32} & -\phi^3 x_{42} & x_{12} & -\phi x_{22} & \phi^2 x_{32} \\ \phi^2 x_{33} & \phi^3 x_{43} & x_{13} & \phi x_{23} & -\phi^2 x_{33} & -\phi^3 x_{43} & x_{13} & \phi x_{23} \\ \phi x_{24} & \phi^2 x_{34} & \phi^3 x_{44} & x_{14} & -\phi x_{24} & \phi^2 x_{34} & \phi^3 x_{44} & x_{14} \\ x_{15} & \phi x_{25} & \phi^2 x_{35} & \phi^3 x_{45} & x_{15} & \phi x_{25} & \phi^2 x_{35} & \phi^3 x_{45} \\ \phi^3 x_{46} & x_{16} & \phi x_{26} & \phi^2 x_{36} & -\phi^3 x_{46} & x_{16} & -\phi x_{26} & \phi^2 x_{36} \\ \phi^2 x_{37} & \phi^3 x_{47} & x_{17} & \phi x_{27} & -\phi^2 x_{37} & -\phi^3 x_{47} & x_{17} & \phi x_{27} \\ \phi x_{28} & \phi^2 x_{38} & \phi^3 x_{48} & x_{18} & -\phi x_{28} & -\phi^2 x_{38} & \phi^3 x_{48} & x_{18} \end{pmatrix} \quad (13)$$

式中, $[x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{n8}]^T = \Theta [s_{g(n-1)+1}, s_{g(n-1)+2}, \dots, s_{g_n}]^T$, $n = 1, 2, 3, 4$. 其中, Θ 为 $\tilde{N} \times \tilde{N}$ 维酉矩阵, $\tilde{N} = LM, M_b$. 信号向量 $S_n \in \mathcal{A}^{\tilde{N}}$ 由 QAM 或者 PSK 调制的符号组成.

根据如下准则选择酉矩阵 Θ 和 ϕ :

$\Theta: \tilde{N} \times \tilde{N}$ 维矩阵 Θ 是选取 $\tilde{M} \times \tilde{M}$ 维矩阵 Ψ 的前 $\tilde{N} \times \tilde{N}$ 子块. 其中,

$$\Psi = F_{\tilde{M}}^H \text{diag}(1, \varphi, \dots, \varphi^{\tilde{M}-1}) \quad (14)$$

式中, $\tilde{M} = 2^{\lceil \log_2 \tilde{N} \rceil}$, $F_{\tilde{M}}^H$ 为 $\tilde{M} \times \tilde{M}$ 维的 DFT 矩阵, $\varphi = \exp(j2\pi/4\tilde{M})$.

$\phi: \phi$ 由 $\phi = \theta^{1/M}$ 给出. 这里, θ 是域 \mathcal{K} 上自由度至少为 LM, M_b 的代数数, 域 \mathcal{K} 是域 \mathcal{O} 的扩展域. 这个扩展域 \mathcal{K} 包含了 Θ 的所有分量、信号星座 $\mathcal{A} \subset \mathcal{Z}[j]$ 和 $e^{-j\pi \frac{r_l}{L}}$, ($l = 0, 1, \dots, L-1$).

下面, 用一个定理来给出本文的主要工作和结论.

定理 考虑具有发射天线数为 M_t , 接收天线为 M_r 和 M_b 个子载波的 MIMO-OFDM 系统, 假设这些在 M_b 个独立衰落块内的 MIMO 信道经历由 L 个独立路径引起的频率选择性准静态块衰落, 若最大的信道延时小于 OFDM 调制的循环前缀长度, 且在每一个编码衰落块内信道的路径增益为常数, 则本文中所给出的 STFBC 能获得完全的分集度, 且能达到符号传输速率 2, 最大的分集度为 M_t, M_b, L .

证明 首先, 很容易得知本文中的空时频分组码的符号传输速率为 2, 因为

$$R = \frac{M_t}{M_r M_b} = \frac{M_t M_r M_b / 2}{M_r M_b} = \frac{M_t}{2} = 2$$

其次, 要证明本文中的空时频分组码能获得完全的分集度. 由式(12)可知, 第 2 个衰落块内发射的符号是第 1 个衰落块内符号经过 Hadamard 变换得到的. 根据基于成对差错概率的分集度准则, 误差矩阵的秩决定了分集度. 很明显, 由式(12)结构构造的 STFBC 的误差矩阵的秩由编码矩阵的第 1 个衰落块

内的部分决定, 即式(12)分块矩阵的前半部分决定. 根据文献[8]可知, 前半部分为 4 发系统在第 1 个衰落块内的发射信号, 它能够获得完全的分集度 M_t, M_b, L . 再由 Hadamard 矩阵的性质, 可以得到本文中的 STFBC 能获得完全的分集度 M_t, M_b, L .

为了获得完全分集度的性能, 接收端采用极大似然解码, 解码的复杂度非常大, 可以认为复杂度随信道数 L 和发射天线数 M_t 成指数增加. 为了适当缓解接收端极大似然的解码复杂度, 可以采用球形解码来逼近极大似然解码的性能.

3 仿真实验及结果

在下面的模拟试验系统中, 考虑一个 4 根发射天线 ($M_t = 4$)、2 根接收天线 ($M_r = 2$)、128 个子载波 ($M_b = 128$) 组成的 MIMO-OFDM 系统. 该系统经历 2 径 ($L = 2$) 等延时功率 ($\delta_1^2 = \delta_2^2$) 引起的频率选择性准静态块衰落信道, 即信道增益在同一个编码块内不变, 块与块之间是独立衰落的. 两径之间的时延间隔为 $0.5 \mu\text{s}$. 循环前缀的长度为子载波数 M_b 的 $1/4$, 系统的带宽为 20 MHz. 考虑如下 3 种 STFBC 的误符号性能, 并进行比较, 即: 文献[7]中的全分集度的符号传输速率为 1 的 STFBC, 文献[8]中给出的全分集度的符号传输速率为 4 的 STFBC 以及本文中给出的全分集度的符号传输速率为 2 的 STFBC. 在本试验系统中, 取 $\theta = e^{j2\pi/32}$ 和 $\phi = \theta^{1/2}$.

在相同的带宽条件下, 为了比较的公平性(对应于相同的传输比特数), 对 3 种不同的 STFBC 方案采用不同的符号调制方式, 即对符号传输速率为 1 的 STFBC 的信息符号采用 16-QAM 调制, 对符号传输速率为 4 的 STFBC 的信息符号采用 BPSK 调制, 而对本文中的符号传输速率为 2 的 STFBC 采用 QPSK 调制. 3 种方案的误符号性能的比较如图 1 所示.

从图 1 可以看出, 本文中的符号传输速率为 2 的 STFBC 方案的曲线在其他两条曲线之间. 从误符

号率的观点来看,符号传输速率为4的STFBC比其他两种STFBC要好,3种STFBC方案的误符号率性能满足:符号传输速率为4的STFBC好于符号传输速率为2的STFBC,而符号传输速率为2的STFBC又好于符号传输速率为1的STFBC。这是因为符号传输速率为4的STFBC编码方案中酉矩阵 Θ 是 $M_1M_2L=8$ 维的矩阵,编码矩阵中的前一OFDM编码块内与后一OFDM编码块内经历的信道是完全独立的,因此它可以得到包括空间、时间和频率在内的完全分集度,即 $M_1M_2L=16$ 。而后面2种传输方案在整个STFBC编码块内的信道增益保持不变,因此它们只能得到包括空间分集和频率分集在内的分集度,即 $M_1M_2L=8$ 。符号传输速率为2的STFBC方案采用了较低阶的调制方式,其编码增益要大些,因此在图中符号传输速率为4的STFBC的斜率要陡峭些。相对于符号传输速率为1的STFBC,符号传输速率为2的编码增益要大些。

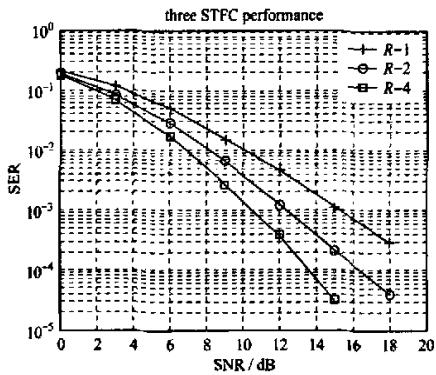


图1 3种STFBC的误符号性能比较

Fig.1 Performance compare of three types of STFBC

但从复杂度的观点来看,符号传输速率为1的STFBC的复杂度要远少于其他2种STFBC。文献[7]中采用了准正交和坐标交织的方法来构造符号传输速率为1的STFBC,它的解码复杂度只与 L 成指数增长关系,而符号传输速率为2的STFBC的解码复杂度与 M_1, L 成指数增长关系,符号传输速率为4的STFBC的复杂度最高,它与 M_1, L 和 M_2 三者成指数增长关系。因此3种STFBC的复杂度满足以下关系:符号传输速率为1的STFBC远小于符号传输速率为2的STFBC,而符号传输速率为2的STFBC又小于符号传输速率为4的STFBC。所以,可以认为本文中的符号传输速率为2的STFBC在不牺牲系统可提供的最大分集度的前提下,能在符号传输速率为1的STFBC和符号传输速率为4的STFBC的误符号率性能之间达到一个很好的折中。

4 结语

本文针对频率选择性准静态块衰落信道的MIMO系统给出了一种符号传输速率为2的全分集的空时频分组码。最大分集度 M_1M_2L 由理论分析保证,并且通过模拟结果得到验证。在对符号传输速率为4的STFBC的第2个衰落块内的发射符号先进行Hadamard变化,能有效地降低峰值功率的范围,同时增加接收端的解码正确性。本文中给出的符号传输速率为2的全分集STFBC在符号传输速率为1的全分集STFBC和符号传输速率为4的全分集STFBC之间从误符号率和复杂度的角度达到很好的折中。

参考文献:

- [1] ALAMOUTI S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16(8):1451-1458.
- [2] GAMAL H E, DAMEN M O. Universal space-time coding[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2003, 49(5):1097-1119.
- [3] 麻清华,杨绿溪,何振亚.相关信道下宽带MIMO OFDM系统中空时频码的分集度分析[J].东南大学学报,2007,37(4):549-553.
- [4] BOLCSKEI H, PAULRAJ A J. Space-frequency coded broadband OFDM systems[C]//Proc IEEE Wireless Commun Networking Conf, Chicago, 2000:1-6.
- [5] SRIPARTI U, RAJAN B S, SHASHIDHAR V. Full-diversity STBC for block-fading channels from cyclic codes[C]//Proc IEEE Global Telecommunication Conf, Dallas, Texas, 2004:566-570.
- [6] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction[J]. IEEE Trans Information Theory, 1998, 44(3):744-765.
- [7] GOWRISANKAR S, RAJAN B S. A rate-one full-diversity low-complexity space-time-frequency block code (STFBC) for 4-Tx MIMO-OFDM [C]//2005 IEEE International Symposium on Information Theory, ISIT, 2005:2090-2094.
- [8] ZHANG Wei, XIA Xianggen, CHING P C. High-rate full-diversity space-time-frequency codes for multipath block-fading channels[C]//IEEE Globecom, 2005:1587-1591.
- [9] LIU Zhiqiang, XIN Yan, GIANNAKIS G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2002, 50(10):2465-2476.

(编辑:欧阳丽霞)

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>