

一种基于线性星座预编码和坐标交织的空时 频发射方案

麻清华, 杨绿溪

(东南大学信息科学与工程学院, 江苏南京 210096)

摘 要: 为获得存在多径衰落的 MIMO-OFDM 系统中高速率传输方案, 给出了一种基于线性星座预编码和坐标交织的速率为 1 的简单空时频分组码. 该传输方案通过线性星座预编码来获得频率分集增益, 通过坐标交织变换来获得传输速率为 1, 且能适当改善系统的误码性能. 仿真结果表明, 与传统的结合空时码的 OFDM 系统相比, 该方案能获得更大的分集增益、更高的频谱效率和更好的误码性能. 在误码率为 10^{-2} 的未加信道编码的条件, 本文方案与传统方案相比, 至少能够提供约 4dB 的性能增益. 若在接收端采用 MMSE 等线性接收方案, 本文方案的计算复杂度并没有明显的增加.

关键词: 空时频编码; 正交频分复用; 分集; 空时码

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-098-06

A STF Transmission Scheme Based on Linear Constellation Precoding and Coordinate Interleaving

MA Qing-hua, YANG Lu-xi

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

Abstract: To getting high data rate transmission scheme in a multi-path fading environment in Multiple Input Multiple Output(MIMO)-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems, a simple rate-one Space-Time-Frequency Block Code (STFBC) based on linear constellation precoding (LCP) and coordinate interleaving is proposed. The proposed scheme can get the frequency diversity gain by applying LCP transform and reach transmission rate one by applying coordinate interleaving to the LCP transformed symbols, and the proposed scheme can improve the bit error performance of the systems. Simulation show that compared with the traditional Space-Time-OFDM(ST-OFDM) system, our scheme can get more diversity gain, more high frequency efficiency and better bit error performance. Without channel coding, when the BER is 10^{-2} , our scheme outperforms the traditional scheme about 4dB. If adopting such as MMSE linear receive scheme at the receiver, the computing complexity of the proposed scheme does not increase in evidence.

Key words: space-time-frequency coding(STFC); orthogonal frequency division multiplexing(OFDM); diversity; space-time code(STC)

1 引言

空时分组码, 作为一种简单的、著名的发射分集方案, 已经被证实能有效的抵抗衰落, 提高数据传输速率, 同时还能以很低的复杂度来获得最大的分集增益^[1]. 空时分组码的一般设计准则和方法在文献[2,3]中有详细的介绍. 然而, 当发射天线数大于 2 时, 所设计的正交空时分组码的速率要小于 1. 另外, STBC 对宽带无线通信

中的由多径引起的频率选择性衰落信道很敏感. 正交频分复用调制, 结合附加的循环前缀, 能把频率选择性衰落信道转化为一系列的平坦衰落的子信道. 因此, 结合 OFDM 调制, 将 STBC 应用到多径宽带无线通信系统不啻为一种获取高速率的方案. 这种系统, 被称为空时 OFDM 系统. 另外, 对空间和频域进行联合编码的空频分组码也出现在 OFDM 系统中^[5], 但该文献中的这种空频码并未利用系统的频率分集. 为了获得频率选择性衰

收稿日期: 2007-01-29; 修回日期: 2007-12-03

基金项目: 国家 973 重点基础研究发展规划项目(No. 2007CB310603); 国家自然科学基金(No. 60672093, 60496310); 国家 863 高技术研究发展计划(No. 2007AA01Z262); 江苏省自然科学基金(No. BK2005061); 华为高校基金资助课题

落信道环境下所能获得的空间、时间和频率分集度,出现了一些对 OFDM 系统进行空时频联合编码的方案.文献[6]给出了空时频编码的设计准则和结构,但计算复杂度过高.文献[10]利用线性星座预编码(LCP)来改善 VBLAST-OFDM 系统的性能.因此,寻求低复杂度的能获得更多空间、时间和频率分集增益的且传输速率尽可能高的空时频编码方案一直是研究人员的目标.

本文给出了一种简单的 STFBC-OFDM 发射方案.这种传输方案是一种简单的提高传统的 ST-OFDM/SF-OFDM 系统的性能的方法.为了利用频率选择性衰落信道环境下的频率分集,通过在 OFDM 子载波信道间进行线性星座预编码来获得频率分集增益,为此,把经过线性星座预编码后的信息符号序列的实部和虚部进行交织后再送到一个特殊的空时频编码结构中.从每一个子载波来看,它是一个具有 Alamouti 复正交结构的空时编码器.表面上来看,两个不同子载波上发射的符号完全不同,但由于通过对星座预编码后的符号的实部和虚部进行了交织,使得在这两个子载波上的发射符号并不完全独立,从而通过接收端的处理,可以提高系统的误码性能.这个特殊的结构把空间(天线)、频域(子载波)和时间看成一个整体.因此,当信道为准静态块衰落时能获得完全的空间和频率分集度.

本文的主要贡献如下:

(1)结合空域与频域的线性星座预编码,使系统既能利用空间分集,又能利用频率分集.

(2)通过坐标交织,既能使 STFBC 的传输速率达到速率上限 1,又能综合考虑空间、载波之间的联系,提高系统的误码性能.

(3)若在接收端采用 MMSE 或者 ZF 等线性接收,则系统的复杂度并未增加.

本文的内容组织如下:第 2 节给出了 STFBC-OFDM 发射方案,包括基本的 MIMO-OFDM 系统模型和本文的发射传输方案;第 3 节给出了针对本文提出的方案的编码和解码算法,由于该结构的特殊性,可以发现系统的解码复杂度并未明显增加;第 4 节从系统的均方误差矩阵入手,给出了最优的线性星座预编码的形式;第 5 节从成对差错概率入手,分析了该编码的分集度性能;第 6 节给出了模拟仿真结果,并与传统的 ST/SF-OFDM 方案进行了比较;第 7 节是本文的结论.

本文使用的符号说明:标量用小写表示,除非特别说明,矩阵和列向量用小写的黑体表示.对于复数 α 的实部用 $\Re\{\alpha\}$ 来表示,虚部用 $\Im\{\alpha\}$ 来表示.

2 STF-OFDM 发射方案

在这一节,给出了在频率选择性准静态块衰落信道环境下能获得最大分集的简单的 STFBC-OFDM 发射

方案.首先,我们给出基本的 MIMO-OFDM 系统模型,然后给出了本文的 STF-OFDM 方案.各种不同的 STF-OFDM 方案的不同,在于不同的映射以及不同的编码器的结构.

2.1 MIMO-OFDM 系统模型

考虑一个具有 N_t 个发射天线, N_r 个接收天线和 N_c 个子载波的无线通信系统.假设信道为频率选择性准静态 Rayleigh 块衰落.从第 i 个发射天线到第 j 个接收天线的信道响应定义为 h_{ij} , $h_{ij} = [h_{ij}(0), h_{ij}(1), \dots, h_{ij}(L-1)]^T$, 其中 L 表示信道的阶数.假设 $x_k^i(p)$ 为从第 p 个子载波在第 k 个 OFDM 符号周期内从第 i 个发射天线上发射出去的信息符号,那么这些信息符号 $\{x_k^i(p) | i = 1, 2, \dots, N_t; k = 1, 2, \dots, N_x; p = 1, 2, \dots, N_c\}$ 同时并行地从 N_c 个子载波上经由 N_t 个发射天线上发射出去.这样,在接收端,第 j 个接收天线在第 p 个子载波在第 k 个 OFDM 符号周期内接收到的信号可以表示为:

$$y_k^j(p) = \sum_{i=1}^{N_t} H_{ij}(p) x_k^i(p) + n_k^j(p), \quad j = 1, 2, \dots, N_r \quad (1)$$

$$\text{这里: } H_{ij}(p) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ij}(l) \exp(-j2\pi lp/N_c) \quad (2)$$

其中, $n_k^j(p)$ 为循环对称的零均值、方差为 N_0 复加性高斯白噪声,且对任意的 i, k, p 是独立的.

这个模型通常被用来分析一般的 STC/SFC/STFC-OFDM 系统.各系统传输方案的不同之处就在于将信息符号序列 x_n 映射成不同的编码方案 $x_k^i(p)$.

2.2 本文的 STF-OFDM 方案

将信息比特流调制成不同星座的符号后经过串并变换,把信息符号送到线性星座预编码器,再对预编码后的符号再按照一定的规则进行实部和虚部交织,将交织后的符号送到 STFC 编码器,然后经由各发射天线发射出去,具体的流程可以参见图 1 所描述的发射方案.

下面,我们来看编码器的结构.图 2 给出了 STF-OFDM 系统方案中的空时频编码由两个发射天线、两个子载波和两个连续的 OFDM 时隙组成一个子块的示意图,因此,该 STF 编码可以看成是同时对信息符号进行空间、时间和频率进行编码.当信道为频率选择性衰落时,STF-OFDM 可获得的分集度包括空间分集度和频率分集度.由文献[8]可知,在频率选择性准静态块衰落信道条件下,最大可获得的分集增益为 $G_d = N_t N_r$. 其

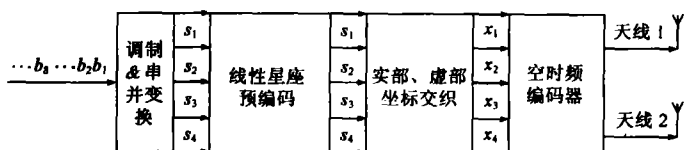


图 1 文中的发射方案的结构

中 L 为频率选择性衰落信道的抽头数. 通过设计适当的线性星座预编码矩阵, 可以获得空间分集度和频率分集度. 在第 4 节, 我们将从误差矩阵入手, 给出线性星座预编码矩阵的具体形式.

线性星座预编码后的符号的实部和虚部的交织是按照以下规则来进行的:

$$x_i = \Re\{S_i\} + j * \Im\{S_{(i+2) \bmod 4}\} \quad (3)$$

经过交织后, 新组成的 4 个符号被送进编码器. 本文中的编码器的结构如图 2 所示:

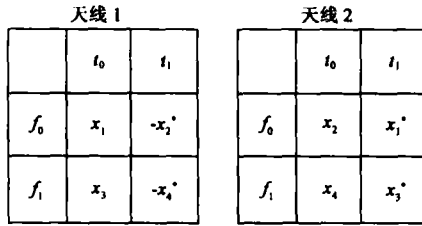


图 2 编码器的具体结构

例如, 在第一个 OFDM 符号时隙内, 由符号 S_1 的实部和符号 S_3 的虚部所组成的新的符号 x_1 经由第一根发射天线从子载波 f_0 上发射出去, 而由符号 S_2 的实部和符号 S_4 的虚部所组成的新的符号 x_2 经由第二根发射天线从子载波 f_0 上发射出去. 从每一个子载波上来看, 它仍然是一个复正交的特殊结构. 通过坐标交织, 综合考虑各天线和载波的影响, 避免符号因深衰落而误判.

本文方案在 2 个 OFDM 时隙, 在 2 个子载波上发射

$$H = \begin{bmatrix} \Re\{H_1^0(f_0)\} & 0 & \Re\{H_2^0(f_0)\} & 0 & 0 & -\Im\{H_1^0(f_0)\} & 0 & -\Im\{H_2^0(f_0)\} \\ \Im\{H_1^0(f_0)\} & 0 & \Im\{H_2^0(f_0)\} & 0 & 0 & \Re\{H_1^0(f_0)\} & 0 & \Re\{H_2^0(f_0)\} \\ \Re\{H_1^1(f_0)\} & 0 & -\Re\{H_2^1(f_0)\} & 0 & 0 & \Im\{H_1^1(f_0)\} & 0 & -\Im\{H_2^1(f_0)\} \\ \Im\{H_1^1(f_0)\} & 0 & -\Im\{H_2^1(f_0)\} & 0 & 0 & -\Re\{H_1^1(f_0)\} & 0 & \Re\{H_2^1(f_0)\} \\ 0 & -\Im\{H_1^0(f_1)\} & 0 & -\Im\{H_2^0(f_1)\} & \Re\{H_1^0(f_1)\} & 0 & \Re\{H_2^0(f_1)\} & 0 \\ 0 & \Re\{H_1^0(f_1)\} & 0 & \Re\{H_2^0(f_1)\} & \Im\{H_1^0(f_1)\} & 0 & \Im\{H_2^0(f_1)\} & 0 \\ 0 & \Im\{H_1^1(f_1)\} & 0 & -\Im\{H_2^1(f_1)\} & \Re\{H_1^1(f_1)\} & 0 & -\Re\{H_2^1(f_1)\} & 0 \\ 0 & -\Re\{H_1^1(f_1)\} & 0 & \Re\{H_2^1(f_1)\} & \Im\{H_1^1(f_1)\} & 0 & \Im\{H_2^1(f_1)\} & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

假设接收端知道完全的信道状态信息, 这样, 接收端可以采用极大似然解码, 即:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in A_i} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{p=1}^N \left| y_k(p) - \sum_{i=1}^N H_{ij}(k, p) x_i(p) \right|^2 \quad (8)$$

对所有可能的 $\hat{\mathbf{x}} \in A_i$, 这里, A_i 是符号的集合. 但极大似然的解码复杂度非常高. 当采用 MMSE 准则时, 我们可以得到:

$$\hat{\mathbf{x}} = H^H \mathbf{y} = \left(H^H H + \frac{\sigma_n^2}{\epsilon_x} \mathbf{I} \right)^{-1} H^H \mathbf{y} \quad (9)$$

如果我们假设这些相邻的两个子载波在连续的两个 OFDM 符号块内具有相同的信道传输增益, 则可以发现

了 4 个符号, 通过将子载波两两分组, 则整个系统在 2 个 OFDM 时隙内可发射的符号数为 $4 \times N_c/2$, 因此整个系统的每信道的传输速率为: $R = 1$, 到达了空时分组码的速率上限.

3 编解码方法及性能分析

在这一节, 我们详细地给出了本文方案的编解码算法. 下面我们来看信号传输的基带表示:

在第一个子载波 f_0 上:

$$\begin{aligned} y^0(f_0) &= x_1 h_1^0(f_0) + x_2 h_2^0(f_0) + n^0(f_0) \\ y^1(f_0) &= -x_2^* h_1^1(f_0) + x_1^* h_2^1(f_0) + n^1(f_0) \end{aligned} \quad (4)$$

在第二个子载波 f_1 上:

$$\begin{aligned} y^0(f_1) &= x_3 h_1^0(f_1) + x_4 h_2^0(f_1) + n^0(f_1) \\ y^1(f_1) &= -x_4^* h_1^1(f_1) + x_3^* h_2^1(f_1) + n^1(f_1) \end{aligned} \quad (5)$$

这里, $x_i = \Re\{S_i\} + j * \Im\{S_{(i+2) \bmod 4}\}$. 把接收到的信号按照实部和虚部的顺序堆叠成一个向量 $\mathbf{y} = [\Re\{y^0(f_0)\}, \Im\{y^0(f_0)\}, \dots, \Re\{y^1(f_1)\}, \Im\{y^1(f_1)\}]^T$. 这样, 重新改写原来的基带表示成矩阵的形式为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (6)$$

这里, $\mathbf{x} = [\Re\{S_1\}, \Im\{S_1\}, \dots, \Re\{S_4\}, \Im\{S_4\}]^T$, $\mathbf{n} = [\Re\{n^0(f_0)\}, \Im\{n^0(f_0)\}, \dots, \Re\{n^1(f_1)\}, \Im\{n^1(f_1)\}]^T$. 其中 \mathbf{H} 为如式(7)的一个 8×8 的矩阵. 把它分成两个 4×8 的子矩阵块, 很容易发现, 上下两个子块分别表示两个子载波 f_0 和 f_1 上的信道传输增益.

下面的一个子块矩阵是上面一个子块矩阵的每一个元素向右移动了 4 个位置而已, 也就是可以把矩阵分成两个部分独立来考虑, 即类似在每个子载波上来进行独立的解码, 只不过此时的信道矩阵 \mathbf{H} 为等效的信道矩阵而已. 因此我们可以简化矩阵的求逆运算的复杂度. 所以, 本文中提出的 STF-OFDM 的复杂度与传统的在每一个子载波上作 ST-OFDM 方案的复杂度一致, 并没有明显的增加.

4 均方误差分析

在这一节, 从均方误差的角度入手, 利用优化理论来给出线性星座预编码矩阵的具体形式. 首先, 为分析

方便,将系统的输入输出的等效关系简单表示为图 3.

这里,发射符号向量 s 经过线性星座预编码变换 F 后,再经过坐标交织变换 T 之后,通过信道 H ,在接收端,根据采用不同的接收准则,矩阵 G 的形式不同,例如采用迫零准则和 MMSE 准则的 G 的形式就不相同.然后将接收到的符号通过坐标交织和星座预编码的逆变换以后,就得到了估计出来的符号 \hat{s} . 下面来分析均方误差矩阵:

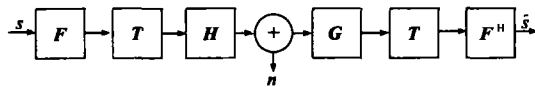


图 3 等效的输入输出关系图

由等效的输入输出关系,可以得到:

$$y = HTFs + n \quad (10)$$

$$\text{则: } \hat{s} = F^H TGHFs + F^H TGN \quad (11)$$

所以,均方误差矩阵为:

$$\begin{aligned} \text{MSE}(F, G) &= E\{(\hat{s} - s)(\hat{s} - s)^H\} \\ &= (F^H TGHF - I)R_s(F^H TGHF - I)^H \\ &\quad + F^H TGR_nG^H TF \end{aligned} \quad (12)$$

而均方误差矩阵的平均误差为 $\text{MSE} = E\{\|\hat{s} - s\|^2\} = \text{tr}[\text{MSE}(F, G)]$. 要使得 MSE 最小,就应该合理的选取线性星座预编码矩阵 F 和接收准则矩阵 G . 一般说来,这是一个联合优化问题,其求解的复杂度很高.

下面,我们限制在接收端采用 MMSE 准则,则接收矩阵 G 可以确定,然后将使 MSE 最小的问题简化为求 F 使它最小的问题.

若接收端采用 MMSE 准则接收,则:

$$\begin{aligned} G_{\text{mmse}} &= F^H TH^H (HTFF^H TH^H + R_n)^{-1} \\ &= (I + F^H TH^H R_n^{-1} HTF)^{-1} F^H TH^H R_n^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

代入式(12),则:

$$\begin{aligned} \text{MSE}(F) &= \text{MSE}(F, G_{\text{mmse}}) \\ &= I - F^H TH^H (HTFF^H TH^H + R_n)^{-1} HTF \\ &= (I + F^H TH^H R_n^{-1} HTF)^{-1} \\ &= (I + F^H R_H F)^{-1} \end{aligned} \quad (14)$$

这里, $R_H = TH^H R_n^{-1} HT$.

将 R_H 进行 SVD 分解,则: $R_H = V\Lambda V^H$, 而由文献[7]的结论可知, $F = V\Phi$, 即 F 可以为一个线性星座预编码的形式. 其中, $\Phi = \text{diag}(\varphi)$, 表示以矢量 φ 的元素构成的对角矩阵, $\varphi = [e^{j\varphi_0}, e^{j\varphi_1}, \dots, e^{j\varphi_{L-1}}]^T$ 是一个旋转矢量, 该旋转矢量是通过完全搜索算法得到的一个最优值^[9,10]. LCP 预编码也称为多维信号调制, 具有一个重要的性质: LCP 预编码的长度为 K , 则任意两个不同的输入分组对应的预编码输出分组在 K 维 (K 个输出符号上) 都不同, 将分组间的差异最大限度扩展到所有 K 个输出符号上. 常常利用 LCP 预编码的这个性质用于频域时可以提供最大频率分集增益. 一般取 K 等于信

道的抽头数. 例如, $K = 2$ 时, $\varphi = [0, \pi/4]^T$; $K = 4$ 时, $\varphi = [0, \pi/8, \pi/4, 3\pi/8]^T$. 通过适当的选取预编码矩阵 F , 能使得 MSE 达到最小, 也就是达到最优的 MMSE 接收效果.

5 分集度性能分析

下面我们从成对差错概率入手来分析本文方案的分集度性能:

由图 3 的等效输入输出关系, 将每 2 个子载波和两个连续 OFDM 时隙作为一个整体联合考虑, 在每一个子载波上先按时隙来排列, 然后按子载波来排列, 然后把等效的输入输出写成矩阵的形式为式(6): $y = HTFs + n$, 为了表述方便, 对式(6)按照实部和虚部, 仍然组合成新的复数形式, 我们将这种坐标交织的变换记为 T , 显然, 这种变换不会改变矩阵的秩. 则改为复数后的表达形式为: $Ty = THTFs + n$, 其中, s, n 表示调制后的复信号和复加性高斯白噪声.

假设 e 表示在接收端误判成的符号向量, 则由文献[11]可得到成对差错概率的表达式为:

$$p(s \rightarrow e) \leq \binom{2r-1}{r} \left(\prod_{i=1}^r \gamma_i \right)^{-1} \left(\frac{\rho}{N_t} \right)^{-r} \quad (15)$$

其中, r 是 $(c - e)R_H(c - e)^H$ 的秩, $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_r$ 为 $(c - e)R_H(c - e)^H$ 的 r 个非零特征值. 这里, $R_H = E\{THTFF^H TH^H T\}$.

下面,我们来详细的分析本文方案的分集度性能:

根据分集度准则, 需要考察矩阵 $(c - e)R_H(c - e)^H$ 的秩, 而由上一节的结论可知, 矩阵 F 具有线性星座预编码的形式, 即: 矩阵 F 为一个 DFT 矩阵与一个对角矩阵乘积, 即: $F = V\Phi$, 所以, $FF^H = V\Phi^2 V^H$. 则 $\text{rank}(THTV\Phi^2 V^H TH^H T) = \text{rank}(V^H TH^H THTV\Phi^2) = \text{rank}(V^H TH^H HTV\Phi^2)$. 由于矩阵 V 和 T 矩阵分别为酉矩阵以及初等变换矩阵, 它们不改变乘积矩阵的秩, 而 Φ 矩阵可以通过设置, 使它为满秩. 这样, 原来矩阵的秩 $\text{rank}(THTV\Phi^2 V^H TH^H T) = \text{rank}(H^H H) = \text{rank}(W^H AW)$, 其中, W 为离散 DFT 矩阵, A 为抽头为 L 的频率选择性衰落信道的时域相关矩阵, 一般假设各抽头系数独立, 则矩阵 $\text{rank}(H^H H)$ 可以达到 $N_t N_r L$. 这样, 本文的方案可以达到频率选择性块衰落信道中的全分集.

根据乘积(行列式)准则, 要使得矩阵 $(c - e)R_H(c - e)^H$ 的所有非零特征值的乘积尽可能大, 即使得矩阵 $(c - e)R_H(c - e)^H$ 的行列式尽可能大. $\det(THTV\Phi^2 V^H TH^H T) = \det(V^H TH^H HTV\Phi^2)$, 若将矩阵 $TH^H HT$ 分解为 $TH^H HT = UDU^H$, 则 $\det(THTV\Phi^2 V^H TH^H T) = \det(D\Phi^2)$, 因此, 可以通过适当的选择 Φ , 可以使得行列式最大.

6 实验及模拟结果

为了验证本文方案的性能,我们利用 matlab 来进行模拟 2 径的频率选择性 Rayleigh 块衰落信道.我们使用的 Monte-Carlo 模拟次数是 5000 次.所利用的系统的中心载频是 2GHz,该 OFDM 系统具有 128 个子载波,使用的循环前缀的长度所占的比重为 1/4.两个延时抽头为等功率,中间的时延间隔为 $0.5\mu\text{s}$.

图 4 和图 5 给出了本文提出的 STFC-OFDM 方案与传统的在每个子载波上进行 ST-OFDM 方案在误码率方面的性能比较,这里,传统的 ST-OFDM 方案是指在每个子载波上在连续的两个 OFDM 符号块内做 Alamouti 正交编码的方案,因此,这两种方案都能达到速率为 1.下面,我们称在子载波 f_0, f_1 上分别作 ST-OFDM 编码的方案为传统方案.为了在相同传输速率条件下比较,我们对两种方案都采用 QPSK 调制.

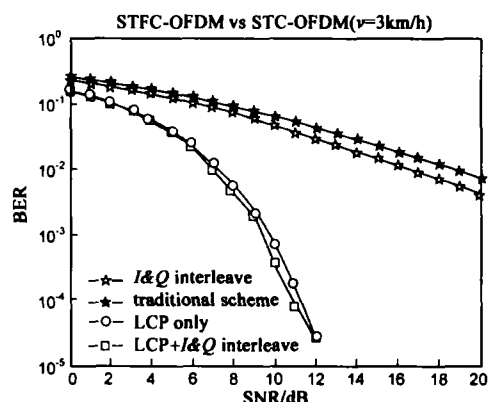


图 4 本文方案 and 传统方案的误比特率的性能比较

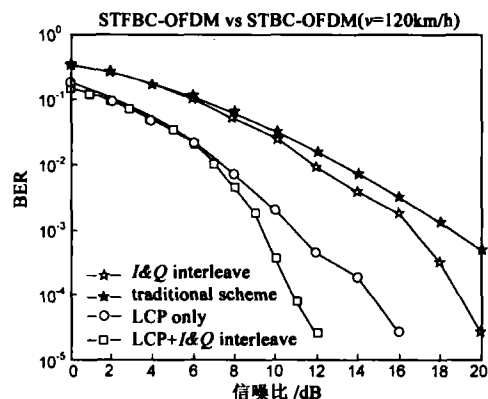


图 5 本文方案 and 传统方案的误比特率的性能比较

图 4 和图 5 的模拟结果表明,本文所提出的 STFC-OFDM 方案比传统的 STC-OFDM 方案具有更好的误符号性能.由于我们的方案是在 2 个 OFDM 符号时隙内由 2 个子载波同时发送 4 个符号,因此传输速率为 1.而传统的 STFC-OFDM 方案是在每个子载波上由 2 个 OFDM 符号时隙内分别发送 2 个符号,因此它的传输速率也为 1.在相同的传输速率的条件下,我们的方案考虑到利

用相邻的两个子载波,因此,能利用频率选择性衰落信道中的潜在的频率分集,因而,具有更高的分集度.从图 4 和图 5 中也可以看出,本文提出的方案比传统的方案具有更大的分集度,而由于对传输的符号进行了实部和虚部的交织,避免了由于信道环境的恶化而造成的实部和虚部同时衰落,同时通过交织,能充分利用到相邻子载波信道的相关性,并能有效地提高接收端解码的精确性.图 4 为在移动速度为 3km/h 下的性能比较,它说明在低速移动环境下,由于信道变化不是太快,相邻子载波的相关性比较大,接收端能比较好的得到信道的状态信息,所能利用的分集度比较高.而图 5 则表示在移动速度为 120km/h 下的性能比较,它说明在高速移动环境下,由于信道变化快,相邻子载波的信道变化快,因此系统的分集度有一定的性能下降,系统的整体误码性能也有所降低.

7 结束语

本文考虑了一种新的 STFC-OFDM 发射方案.它是一种能促进传统的 ST-OFDM 性能的方案.通过对发送信息序列进行线性星座预编码之后,对变换后的符号进行实部和虚部作坐标交织后,得到新的符号,然后把这些新得到的符号送进具有特殊结构的 STF 编码器.在接收端,这些符号可以通过 MMSE 准则恢复出来.本文提出的方案能获得速率为最大的速率 1,且能够获得在频率选择性准静态块衰落信道下所能获得的完全的分集度.相比起传统的 ST-OFDM 方案,该方案能获得更大的分集增益、更高的频谱效率和更好的误码性能,因此,它对实际的无线应用系统来说是一种很具有吸引力的发射传输方案.

参考文献:

- [1] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE J Select Areas in Commun, 1998, 16(8): 1451 - 1458.
- [2] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction [J]. IEEE Transaction on Information Theory, 1998, 44(2): 744 - 765.
- [3] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, A Robert Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 1456 - 1467.
- [4] K F Lee, D B Williams. A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channel [A]. Proc IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop [C]. Cambridge: Academic Press, 2000, 3: 149 - 152.
- [5] K F Lee, D B Williams. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems [A]. Proc IEEE GLOBECOM

- [C]. San Francisco (CA): Academic Press, 2000, 3. 1473 – 1477.
- [6] Liu Z, 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.
- [7] Palomar D P, Cioffi J M, Lagunas M A. Joint Tx-Rx beam-forming design for multicarrier MIMO channel: A unified framework for convex optimization[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2003, 51(9): 2381 – 2401.
- [8] Kenji Suto, Tomoaki Ohtsuki. Performance evaluation of space-time-frequency block codes over frequency selective fading channels [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Vancouver: Academic Press, 2002. 1446 – 1470.
- [9] Berry M W, Dumais S T, O'Brien G W. Using linear algebra for intelligent information retrieval[J]. SIAM Review, 1995, 37(4): 573 – 595.
- [10] 屈代明, 朱光喜, 桂波. 基于 LCP 预编码的 VBLAST-OFDM 系统[J]. 华中科技大学学报, 2004, 32(4): 83 – 86. Qu Daiming, Zhu Guangxi, Gui Bo. The system for VBLAT-OFDM based on LCP precoding [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology, 2004, 32(4): 83 – 86.
- [11] S Siwamogsatham, M P Fitz, J Grimm. A new view of performance analysis of transmit diversity schemes in correlated Rayleigh fading[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2002, 48(4): 950 – 956.

作者简介:



麻清华 男, 1979 年 5 月出生于湖南省衡阳市, 博士. 主要研究方向为通信信号处理、移动通信中的 MIMO 空时频联合信号处理.
E-mail: tsinghuama@126.com



杨绿溪 男, 1964 年 4 月出生于安徽省桐城市, 现为东南大学信息科学与工程学院教授、博士生导师. 从事通信信号处理、移动通信中的 MIMO 空时信号处理、无线网络和分布式信号处理、盲信号处理与阵列信号处理等方面的研究工作. E-mail: lxyang@seu.edu.cn