

LDSTBC+OFDM 中的一种新的分层方法

战金龙 廖桂生 李勇朝

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 基于 OFDMA(Orthogonal Frequency-Division Multiple Access)中不同用户所分配的子载波不同, 提出了频率选择性衰落信道下分层结构的差分空时分组编码 LDSTBC(Layered Differential Space-Time Block Code)的一种新的分层方法。发射端采用分层结构的差分空时分组编码结合 OFDM 技术, 在接收端提出了利用 OFDM 中子载波选择矩阵进行分组干扰抑制, 然后对 LDSTBC 的每层进行差分空时分组码的传统解码。相对于基于奇异值分解的分组干扰抑制方法, 该文提出的方法只需要 1 根接收天线, 降低了系统接收机设计的复杂度。仿真结果验证了所提出的方法的性能优于基于奇异值分解的方法。

关键词: OFDM; 分层结构差分空时分组编码; 空时编码; 分组干扰抑制

中图分类号: TN911.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0870-05

A Novel Grouping Method for LDSTBC+OFDM

Zhan Jin-long Liao Gui-sheng Li Yong-zhao

(Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A novel grouping method is proposed for LDSTBC(Layered Differential Space-Time Block Code) over frequency selective channels, relying on mutual orthogonality between subcarriers of different users in OFDMA(Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) systems. At the transmitter, LDSTBC combined with OFDM is applied. At the receiver, the group suppression based on subcarrier selection matrices is used, then the traditional decoding method for DSTBC is used for each layer. Compared with SVD the improved approach only needs one receive antenna so the complexity of the receiver decreases remarkably. Simulation results show that the performance of the improved method is better than the one based on SVD.

Key words: OFDM; Layered differential space-time block code; Space-time code; Group interference suppression

1 引言

空时编码作为一种有效的抗衰落技术, 近年来受到广泛关注。到目前为止, 空时编码的大部分研究工作都是假定接收机完全已知信道信息^[1-6], 当信道是慢时变时(与符号速率相比), 这种假设是合理的, 因为可以周期性地发射训练序列(又称为导频符号)来估计信道; 但是当信道变化很快时(例如跳频系统), 如果要估计信道必需连续地发射训练序列, 将会造成很大的系统开销。

差分空时编码(DSTBC)的提出^[7,8]克服了接收机需要完全已知信道信息的缺点, 但是随着发射天线数的增加, 差分空时编码的设计也变得更加复杂。本文采用了将发射天线分组的方法^[9], 在每组发射天线中采用独立的差分空时分组编码^[7], 称做分层差分空时编码(LDSTBC), 这就大大降低了差分空时编码的复杂度。但是由于传统的分组方法是基于对信道状态矩阵进行奇异值分解, 计算复杂。这里借鉴 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)中用

不同子载波区分不同用户的方法^[10-12], 提出将LDSTBC和 OFDM结合起来(LDSTBC+OFDM), 利用不同的子载波选择矩阵区分LDSTBC的不同层, 同时由于OFDM技术利用快速傅里叶变换可以把频率选择性衰落信道变为多个并行的平坦衰落信道, 所以本文提出的方法还可以抗频率选择性衰落。

针对上面的问题, 本文提出在发射端采用 LDSTBC 的编码方法, 以 4 发 1 收系统为例, 详细分析了本文提出方法的原理和性能。将 4 个发射天线分为两层, 每层有 2 个发射天线, 分别对每一层进行差分空时编码, 然后每层用不同的子载波选择矩阵选择不同的子载波实现 OFDM 技术, 在接收端先用相应的子载波选择矩阵分层后再对每层信号进行解码。仿真结果验证了, 在相同条件下, 本文提出的分层方法性能优于使用奇异值分解的方法。

本文余下部分的内容是这样安排的: 第2节介绍了空时系统模型与差分空时分组编码; 第3节介绍了4发1收 LDSTBC+OFDM改进分组方法; 第4节给出了仿真结果; 最后第5节为结论。本文中, 黑体字母表示矩阵(或列矢量), $(\bullet)^H$ 表示矩阵的共轭转置, $(\bullet)^T$ 表示矩阵的转置, $(\bullet)^*$ 表示

2005-07-18 收到, 2005-12-12 改回

国家自然科学基金(60172028)和高等学校博士学科点专项基金(20010701008)资助课题

复数的共轭。 $[A]_{k,m}$ 表示矩阵 A 的第 (k,m) 个元素; $[F_N]_{m,n} := N^{-1/2} \exp(-j2\pi mn/N)$ 表示 $N \times N$ 快速傅里叶变换(FFT)矩阵; $\text{diag}(d)$ 表示一个对角线元素为 d 的对角矩阵; I_N 表示 $N \times N$ 的单位矩阵。

2 空时系统模型与差分空时分组编码

2.1 空时系统模型

考虑一个多发射天线和多接收天线的无线通信系统。假设发射端有 N 个发射天线,接收端有 M 个接收天线,在任意时刻 t ,信号 $C_{t,n}$ ($n = 1, 2, \dots, N$) 分别由 N 个发射天线同步地发射,系数 $h_{n,m}$ 表示第 n 个发射天线到第 m 个接收天线之间的路径增益,信道是平坦的准静态的,即路径增益在一帧内是不变的,帧与帧之间是随机变化的。

基于上述假设, t 时刻第 m 个接收天线上的接收信号可表示为

$$r_{t,m} = \sum_{n=1}^N h_{n,m} C_{t,n} + \eta_{t,m} \quad (1)$$

其中 $\eta_{t,m}$ 是均值为 0 方差为 σ_n^2 的复高斯噪声。

2.2 差分空时分组编码

为便于叙述本文提出的方法,首先简要介绍文献[7]中提出的基于正交空时分组编码的差分空时分组编码的编码和解码算法,差分编码算法可用图 1 表示。不失一般性以 $N = 2, M = 1$, 即有 2 个发射天线和 1 个接收天线的系统为例来介绍。

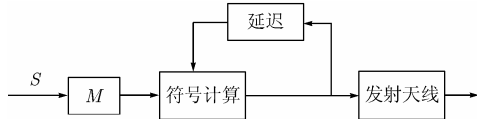


图 1 差分空时分组编码的编码原理图

设在任意时刻 $2t-1$, 从发射天线 1 和 2 上发送的符号分别为 s_{2t-1} 和 s_{2t} , 根据 Alamouti 空时分组码^[4]在 $2t$ 时刻发射天线 1 和 2 上发送的符号分别为 $-s_{2t}^*$ 和 s_{2t-1}^* , 在时刻 $2t+1$ 有两个符号到达编码器, 编码器利用映射 M 将输入的 2bit 数据(4 种不同的形式)映射到由 4 个正交向量组成的向量组 G 中。设在 $2t+1$ 时刻输入的 2bit 数据由 M 映射成的向量为 $M(\beta_{2t+1}) = (A(\beta_{2t+1}), B(\beta_{2t+1}))$, 此时发射天线 1 和 2 上发送的符号分别为 s_{2t+1} 和 s_{2t+2} , 则

$$(s_{2t+1}, s_{2t+2}) = A(\beta_{2t+1})(s_{2t-1}, s_{2t}) + B(\beta_{2t+1})(-s_{2t}^*, s_{2t-1}^*) \quad (2)$$

在 $2t+2$ 时刻两个发射天线上分别同步地发射 $-s_{2t+2}^*$ 和 s_{2t+1}^* 。如此这样处理直至全部的数据结束。

接收端的接收矢量可以写成:

$$(r_{2t-1}, r_{2t}^*) = (s_{2t-1}, s_{2t})A(h_1, h_2) + N_{2t-1} \quad (3)$$

$$(r_{2t+1}, r_{2t+2}^*) = (s_{2t+1}, s_{2t+2})A(h_1, h_2) + N_{2t+1} \quad (4)$$

其中 $A(h_1, h_2) = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2 & -h_1^* \end{bmatrix}$, h_1, h_2 分别为发射天线 1 和 2 到接

收天线之间的路径增益。 $N_{2t-1} = (\eta_{2t-1}, \eta_{2t}^*)$, $N_{2t+1} = (\eta_{2t+1},$

$\eta_{2t+2}^*)$ 表示噪声分量。

接收端译码只需计算判决矢量^[7]:

$$R = (R_1, R_2) = (|h_1|^2 + |h_2|^2)(A(\beta_{2t-1})B(\beta_{2t-1})) + (N_1, N_2) \quad (5)$$

其中: $R_1 = r_{2t+1}r_{2t-1}^* + r_{2t+2}r_{2t}^*$, $R_2 = r_{2t+1}r_{2t}^* - r_{2t+2}r_{2t-1}^*$, $N_1 = (s_{2t+1}, s_{2t+2})A(h_1, h_2)N_{2t-1}^* + N_{2t+1}A^H(h_1, h_2)(s_{2t-1}, s_{2t})^* + N_{2t+1}N_{2t-1}^*$, $N_2 = (s_{2t+1}, s_{2t+2})A(h_1, h_2)N_{2t}^* + N_{2t+1}A^H(h_1, h_2)(-s_{2t}, s_{2t-1}^*)^* + N_{2t+1}N_{2t}^*$, $N_{2t} = (\eta_{2t}, -\eta_{2t-1}^*)$ 。在计算 $(A(\beta_{2t+1}), B(\beta_{2t+1}))$ 向量时, 接收端只需找出与 (R_1, R_2) 距离最近的向量分别为计算出距离 R 最近的 G 向量, 再利用 M 的逆映射就可以恢复出发射的比特。译码算法如图 2 所示。

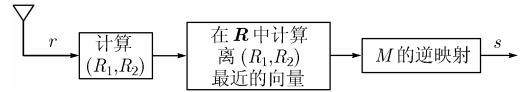


图 2 差分空时分组编码的解码原理图

3 结合 OFDM 的分层差分空时分组编码 (LDSTBC+OFDM)

随着发射天线数目的增多, 上述差分空时分组码的编码和译码都要计算维数较大的矩阵, 尤其是在解码时要搜索判决矢量 R 和 G 中哪个向量距离最近, 计算量很大。

本节提出一种改进的差分检测方案——结合 OFDM 的分层差分空时分组编码(LDSTBC+OFDM)。这种方案不但保持了差分空时分组编码的优点——不需要信道状态信息就可以解码, 而且编码和解码的复杂度较低, 同时还可以抗频率选择性衰落。

3.1 LDSTBC+OFDM 的编码算法

发射端结构框图如图 3 所示。假设发射端有 4 根天线, 接收端有 1 根天线, 在频率选择性衰落信道下, 发射端采用了 LDSTBC 的编码方法, 将 4 个发射天线分为两组, 每组有两个发射天线, 分别对每一组进行差分空时分组编码。我们用 S 表示原始输入序列的任意一帧长度为 $4N$ 的数据, 经过串并转换变为 2 个长度为 $2N$ 的低速数据块 S_1 和 S_2 , 其中,

$$S_1 = [S_1(0) S_2(0) S_1(1) S_2(1) \dots S_1(N-1) S_2(N-1)] \quad (6)$$

$$S_2 = [S_3(0) S_4(0) S_3(1) S_4(1) \dots S_3(N-1) S_4(N-1)] \quad (7)$$

这两个数据块分别经过差分空时分组编码, 得到编码后的数据块 \bar{S} , 则

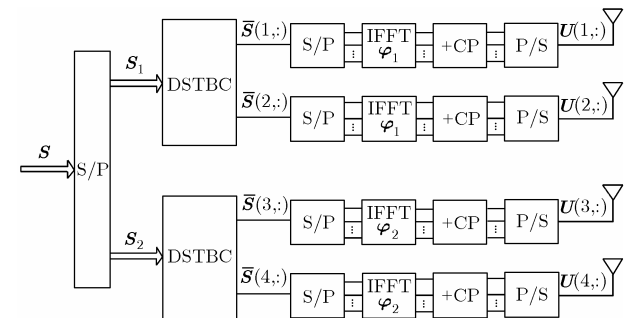


图 3 LDSTBC+OFDM 发射端结构框图

$$\bar{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(0) & S_2(0) \\ -S_2^*(0) & S_1^*(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(1) & S_2(1) \\ -S_2^*(1) & S_1^*(1) \end{bmatrix} \cdots \\ \begin{bmatrix} S_3(0) & S_4(0) \\ -S_4^*(0) & S_3^*(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_3(1) & S_4(1) \\ -S_4^*(1) & S_3^*(1) \end{bmatrix} \cdots \\ \begin{bmatrix} S_1(N-1) & S_2(N-1) \\ -S_2^*(N-1) & S_1^*(N-1) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} S_3(N-1) & S_4(N-1) \\ -S_4^*(N-1) & S_3^*(N-1) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} (S_1(2n+1), S_2(2n+1)) &= A(\beta(2n+1))(S_1(2n-1), \\ S_2(2n)) &+ B(\beta(2n+1))(-S_1^*(2n), S_2^*(2n-1)), \\ (S_3(2n+1), S_4(2n+1)) &= A(\beta(2n+1))(S_3(2n-1), \\ S_4(2n)) &+ B(\beta(2n+1))(-S_3^*(2n), S_4^*(2n-1)) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$n = 0, 1, \dots, N-1$, 然后分别对 $\bar{\mathbf{S}}$ 的每一行先经过串并变换后再进行 IFFT 操作, 假设 FFT 的变换矩阵为 \mathbf{F} , 则

$$\mathbf{F}(a, b) = \frac{1}{\sqrt{K}} \exp(-j2\pi ab/K), \quad a = 0, 1, \dots, K-1, \quad b = 0, 1, \dots, K-1 \quad (10)$$

那么 IFFT 的变换矩阵为 \mathbf{F}^H , $K = 4N$ 。在这里我们对每组数据选择不同的子载波, 这两组的子载波选择矩阵分别为 $\boldsymbol{\varphi}_1$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_2$, $\boldsymbol{\varphi}_1$ 是由 $K \times K$ 的单位矩阵 \mathbf{I}_K 的前 $2N$ 列构成, $\boldsymbol{\varphi}_2$ 是由 \mathbf{I}_K 的前 $2N+1$ 至 $4N$ 列构成, 则 $\boldsymbol{\varphi}_1$ 与 $\boldsymbol{\varphi}_2$ 正交。即

$$\boldsymbol{\varphi}_1^T \boldsymbol{\varphi}_2 = 0, \quad \boldsymbol{\varphi}_2^T \boldsymbol{\varphi}_1 = 0 \quad (11)$$

$$\boldsymbol{\varphi}_1^T \boldsymbol{\varphi}_1 = \mathbf{I}_{2N}, \quad \boldsymbol{\varphi}_2^T \boldsymbol{\varphi}_2 = \mathbf{I}_{2N} \quad (12)$$

为了消除由于信道时延扩展引起的符号间干扰 ISI(Inter Symbol Interference), OFDM 中通常加入循环前缀 CP(Cyclic Prefix)(CP 的长度 L_{CP} 大于信道的最大时延扩展 L)。将加循环前缀的变换矩阵记为 \mathbf{T}_{CP} , 则 $\mathbf{T}_{CP} = [(\mathbf{I}_{L_{CP} \times K})^T \mathbf{I}_K^T]^T$, 其中 $\mathbf{I}_{L_{CP} \times K}$ 由 \mathbf{I}_K 的后 L_{CP} 行构成。第 i 个发射天线的发射信号为

$$\mathbf{U}_i = \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\varphi}_m \bar{\mathbf{S}}(i, :)^T, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (13)$$

其中 $i = 1, 2$ 时, $m = 1$; $i = 3, 4$ 时, $m = 2$, $\bar{\mathbf{S}}(i, :)$ 为 $\bar{\mathbf{S}}$ 的第 i 行。

将发射天线到接收天线之间的信道用阶数为 L 的 FIR 滤波器表示, t 时刻第 i 个发射天线到接收天线之间的信道记为 $h_i^t(n)$, $n = 0, 1, \dots, L-1$, $i = 1, 2, 3, 4$ 。假定衰落是准静态的, 即在 OFDM 一帧内衰落保持不变, 此时, 第 i 个发射天线到第 j 个接收天线之间的信道简记为 $h_{ij}(n)$ (如果只有一根接收天线, $j = 1$)。帧与帧之间衰落是随机变化的, 而且不同发射天线与接收天线之间的衰落是不相关的^[11]。

由于发射信号与 FIR 信道的冲激响应是卷积和的关系, 所以对应 h_{ij} 的等效信道矩阵 \mathbf{H}_{ij} 具有 Toeplitz 结构, \mathbf{H}_{ij} 具有如下形式:

$$\mathbf{H}_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij}(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & h_{ij}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ h_{ij}(L-1) & \cdots & \ddots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & h_{ij}(L-1) & \cdots & h_{ij}(0) \end{bmatrix} \quad (14)$$

不难看出, \mathbf{H}_{ij} 是一个 $(K + L_{CP}) \times (K + L_{CP})$ 的 Toeplitz 方阵。

3.2 解码算法

接收端结构框图如图 4 所示。第 j 个接收天线上的接收信号为

$$\mathbf{R}_j = \sum_{i=1}^4 \mathbf{H}_{ij} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\varphi}_m \bar{\mathbf{S}}(i, :)^T + \mathbf{N}_j \quad (15)$$

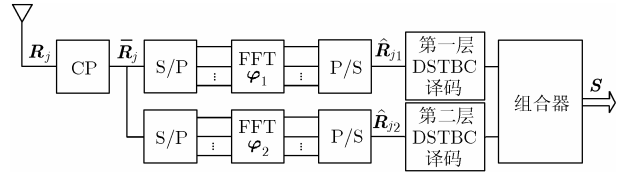


图 4 LDSTBC+OFDM 接收端结构框图

其中 $i = 1, 2$ 时, $m = 1$; $i = 3, 4$ 时, $m = 2$, \mathbf{R}_j 表示第 j 个接收天线上的接收信号, \mathbf{N}_j 表示第 j 个接收天线上的加性高斯白噪声分量。在接收端首先对接收的信号进行去循环前缀, 设去循环前缀的矩阵为 \mathbf{R}_{CP} , 则 $\mathbf{R}_{CP} = [\mathbf{0}_{K \times L_{CP}} \mathbf{I}_K]$, 其中 $\mathbf{0}_{K \times L_{CP}}$ 表示 K 行 L_{CP} 列的零矩阵。去 CP 后所得到的信号为

$$\bar{\mathbf{R}}_j = \sum_{i=1}^4 \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\varphi}_m \bar{\mathbf{S}}(i, :)^T + \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_j \quad (16)$$

令 $\tilde{\mathbf{H}}_{ij} = \mathbf{R}_{CP} \bar{\mathbf{H}}_{ij} \mathbf{T}_{CP}$, 显然:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij}(0) & 0 & \cdots & 0 & h_{ij}(L) & \cdots & h_{ij}(1) \\ \vdots & h_{ij}(0) & \ddots & \cdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \ddots & h_{ij}(L) \\ h_{ij}(L) & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \cdots & 0 \\ 0 & h_{ij}(L) & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{ij}(L) & \cdots & \cdots & h_{ij}(0) \end{bmatrix} \quad (17)$$

不难看出, $\tilde{\mathbf{H}}_{ij}$ 是一个 $K \times K$ 的循环矩阵。循环矩阵有一个特殊的性质: 将循环矩阵右乘 \mathbf{F}^H , 左乘 \mathbf{F} 后, 可以化为一个对角矩阵, 则

$$\bar{\mathbf{R}}_j = \sum_{i=1}^4 \bar{\mathbf{H}}_{ij} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\varphi}_m \bar{\mathbf{S}}(i, :)^T + \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_j \quad (18)$$

$\bar{\mathbf{R}}_j$ 经过 FFT 变换得到 $\hat{\mathbf{R}}_j$, 不失一般性, 考虑第 1 层。用

子载波选择矩阵 ϕ_1 选择第 1 层, 考虑到 $\phi_1^T \phi_2 = 0$, 因此,

$$\begin{aligned} \hat{R}_{j1} &= \sum_{i=1}^4 \phi_1^T F \tilde{H}_{ij} F^H \phi_m \bar{S}(i, :)^T + \phi_1^T F R_{CP} N_j \\ &= \sum_{i=1}^2 D_{ij} \bar{S}(i, :)^T + \phi_1^T F R_{CP} N_j \end{aligned} \quad (19)$$

其中 \hat{R}_{j1} ($2N \times 1$ 维的列向量) 表示第 j 个接收天线所接收的从发射端第 1 层所传来的数据, $D_{ij} = \phi_1^T F H_{ij} F^H \phi_1 = \text{diag}(H_{ij}(0) H_{ij}(1) \cdots H_{ij}(2N-1))$, 其中, $H_{ij}(k) = \sum_{n=0}^{L-1} h_{ij}(n) \cdot \exp(-j2\pi kn/N)$, $0 \leq k \leq N-1$ 对应于信道在第 k 个子载波上的频率响应。令 $\hat{N}_j = \phi_1^T F R_{CP} N_j$ ($2N \times 1$ 维的列向量) 表示噪声分量。

接收端译码只需计算判决矢量:

$$\begin{aligned} \hat{R} &= (\hat{R}_1, \hat{R}_2) = (|H_{1j}(2n+1)|^2 + |H_{2j}(2n+1)|^2) \\ &\quad \cdot (A(\beta_{2t-1})B(\beta_{2t-1})) + (\hat{N}_1, \hat{N}_2) \end{aligned} \quad (20)$$

其中

$$\hat{R}_1 = \hat{R}_{j1}(2n+1) \hat{R}_{j1}^*(2n-1) + \hat{R}_{j1}^*(2n+2) \hat{R}_{j1}(2n) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \hat{N}_1 &= (S_1(2n+1), S_2(2n+2)) \mathbf{A}(H_{1j}(2n+1), H_{2j}(2n+1)) \\ &\quad \cdot \hat{N}_j^*(2n-1) + \hat{N}_j(2n+1) \mathbf{A}^H(H_{1j}(2n+1), H_{2j}(2n+1)) \\ &\quad \cdot (S_1(2n-1), S_2(2n))^* + \hat{N}_j(2n+1) \hat{N}_j^*(2n-1) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\hat{R}_2 = \hat{R}_{j1}(2n+1) \hat{R}_{j1}^*(2n) - \hat{R}_{j1}^*(2n+2) \hat{R}_{j1}(2n-1) \quad (23)$$

$$\begin{aligned} N_2 &= (S_1(2n+1), S_2(2n+2)) \mathbf{A}(H_{1j}(2n+1), H_{2j}(2n+1)) \\ &\quad \cdot \hat{N}_j^*(2n) + \hat{N}_j(2n+1) \mathbf{A}^H(H_{1j}(2n+1), H_{2j}(2n+1)) \\ &\quad \cdot (-S_1^*(2n), S_2^*(2n-1))^* + \hat{N}_j(2n+1) \hat{N}_j^*(2n) \end{aligned} \quad (24)$$

$\hat{R}_{j1}(2n+1)$ 和 $\hat{N}_{j1}(2n+1)$ 分别表示 \hat{R}_{j1} 和 \hat{N}_j 第 $2n+1$ 个元素。分别为计算出距离 \hat{R} 最近的 G 向量, 在利用 M 的逆映射就可以恢复出第 1 层的原始输入序列。同理, 用子载波选择矩阵 ϕ_2 选择第 2 层也可以恢复出第 2 层的原始输入序列, 将两组的数据合并后即为原始输入序列 S 。

从译码的过程可以看出, 接收天线所接收的信号中既包括第 1 层的数据, 又包括了第 2 层的数据, 但是两层的数据所用的子载波相互正交(即在频域上是不重叠的), 因此, 在接收端只用 1 根天线就可以进行干扰抑制, 然后逐层译码。显然, 本文的方法可以推广至多根接收天线。

4 系统性能分析和仿真结果

本文提出的分层方法的特点是保持了 DSTBC 的优点; 另外此方案提高了系统的频带利用率, 这是由于引入了分层结构; 更重要的是它摆脱了传统分层方法严格要求接收天线个数大于发射天线个数的限制, 在接收端只需要 1 根接收天线, 这在下行链路中非常有应用价值。

仿真的条件如下: 信道为频率选择性慢衰落信道, 每对发射天线和接收天线之间的信道用 FIR 滤波器来仿真, FIR 滤波器的阶数 $\nu = 2$, 抽头系数在一帧内保持不变, 帧与帧

之间随机变化。每个发射天线上每个数据块的长度为 128, IFFT 和 FFT 变换的点数为 256, 循环前缀的长度为 3, 调制方式为 QPSK, 接收天线上的噪声为复高斯随机变量。图 5 给出了不同接收天线数下本文所提出的方法的性能比较。从图 5 可以看出: 随着接收天线数的增多, 该方法的性能越来越好; 图 6 给出了 4 发 4 收情况下本文提出的方法和基于 SVD 方法^[9]的比较, 可以看出本文提出分组方法的性能优于基于 SVD 分组的方法。

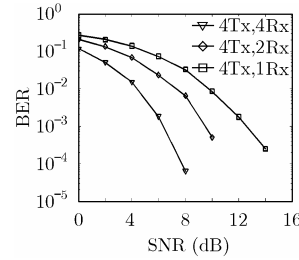


图 5 本文提出的方法在不同接收天线数下性能比较

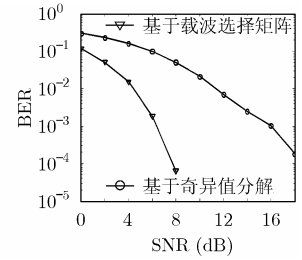


图 6 本文提出的方法与基于 SVD 的方法比较

5 结束语

本文以 4 发 1 收系统为例提出了 LDSTBC+OFDM 分组方法的一种简单的改进方法, 即利用 OFDM 中子载波选择矩阵互相正交进行分组干扰抑制, 然后对 LDSTBC 的每组进行差分空时分组码的传统解码。本文提出的方法在接收端只需要 1 根接收天线, 大大降低了系统的复杂度。该方法性能优于基于奇异值分解的分组干扰抑制方法。

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 codes construction[J]. *IEEE Trans. on IT*, 1998, 44(2): 744-765.
- [2] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. *IEEE Trans. on IT*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [3] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in fading environment when using multiple antennas[J]. *Bell Labs. Technical Journal*, 1996, 1(2): 41-59.
- [4] Alamouti S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communication[J]. *IEEE J. on SAC*, 1998, 16(10): 1451-1458.
- [5] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion in the presence of channel estimation, errors, mobility, and multiple paths[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(2): 199-207.
- [6] V Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block coding for wireless communications: performance results[J]. *IEEE J. on SAC*, 1999, 17(3): 451-460.

- [7] Tarokh V and Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity[J]. *IEEE J. on SAC*, 2000, 18(7): 1169-1174.
- [8] Hughes B L. Differential space-time modulation[J]. *IEEE Trans. on IT*, 2000, 46(7): 2567-2578.
- [9] Tarokh V, Naguib A, and Seshadri N, Combined array processing and space-time coding. *IEEE Trans. on IT*, 1999, 45(4): 1121-1128.
- [10] Lu Ben and Wang Xiaodong. Space-Time Code Design in OFDM Systems. IEEE GLOBECOM, San Francisco, Dec.2000, 2: 1000-1004.
- [11] Agrawal D, Tarokh V, and Naguib A, *et al.* Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels[J]. Proc. Veh. Technol. Conf., Ottawa, Canada, 1998, 18-21: 2232-2236.
- [12] Wang Z and Giannakis G B. Wireless multicarrier communications: Where Fourier meets Shannon[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2000, 17(3): 29-48.
- 战金龙: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为空时编码、阵列信号处理在无线移动通信系统中的应用.
- 廖桂生: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 电子工程学院副院长, 雷达信号处理国家重点实验室副主任, 主要研究领域为雷达和无线通信信号处理、阵列信号和空时二维信号处理、智能天线等.
- 李勇朝: 男, 1974年生, 讲师, 博士, 主要研究方向为空时编码、阵列信号处理在无线移动通信系统中的应用.