

## 一种适用于频率选择性衰落信道的 Turbo-BLAST 系统

黄永明 杨绿溪

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

**摘要** 该文提出了一种适用于频率选择性无线衰落信道的 Turbo-BLAST 方案。在发送端联合采用了随机分层空时编码和分组线性星座预编码 OFDM 以充分利用多径和空间分集; 在接收端比较了两种类型的 Turbo 接收机, 一种是基于最小均方误差准则的软输入软输出的检测模块, 它有较低的计算复杂度; 另一种采用了类似球形解码的检测模块, 它有很好的性能但需要较高的计算复杂度。仿真结果表明该文提出的方案能在保持 BLAST 高数据速率的同时充分利用信道环境提供的多径和空间分集。

**关键词** Turbo-BLAST, 分组线性星座预编码 OFDM, 随机分层空时码, Turbo 接收机

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2063-05

## Turbo-BLAST over Frequency Selective Fading Channels

Huang Yong-ming Yang Lu-xi

(Department of Radio Engineering, Southeast Univ., Nanjing 210096, China)

**Abstract** A novel Turbo-BLAST scheme over frequency selective fading environment is presented in this paper. At the transmitter grouped linear constellation precoded OFDM transmission is employed following the Random Layered Space Time (RLST) coding to exploit the available both multipath and spatial diversity. At the receiver the Turbo receivers with MMSE detector and Sphere Decoding (SD) based detector are compared to explore the tradeoff between performance and complexity. Simulation results demonstrate that the available transmit diversity offered by MIMO environment can be efficiently utilized in the new scheme, while the high data rate from BLAST is retained.

**Key words** Turbo-BLAST, Grouped linear constellation precoded OFDM, Random Layered Space Time (RLST) coding, Turbo receiver

### 1 引言

研究表明多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统具有潜在的高频谱效率<sup>[1,2]</sup>。目前对MIMO系统的研究大致可以分为3类: 空时格码(Space Time Trellis Codes, STTC)、空时块码(Space Time Block Codes, STBC)和分层空时(Bell Lab's Layered Space Time, BLAST)结构。空时格码<sup>[3]</sup>和空时块码<sup>[4,5]</sup>都是以获取最大分集度为设计准则的, 而分层空时结构<sup>[6,7]</sup>是从信号处理的角度出发的, 它是以获得最大空时复用为首要设计准则的。文献[8,9]中提出了一种称作 Turbo-BLAST的结构, 它的设计是基于随机分层空时编码以及迭代联合检测和解码, 是以一定的计算复杂度换取高性能。通过对每一BLAST对角层进行一维的前向纠错编码并随之进行随机交织, Turbo-BLAST能有效地利用MIMO信道提供的空间发射分集。实际上, 这种Turbo-BLAST结构可以认为是文献[10]中提出的TST(Threaded Space Time)结构的一种特例, TST的设计融合了BLAST和空时码的思想, 它能在保持高数据速率的同时充分利用MIMO信道的发射分集。

需要指出的是, 文献[8,9]中提出的 Turbo-BLAST 结构是局限在平坦衰落信道的框架下, 而在将来的宽带通信中面临的是频率选择性衰落信道, 它额外提供了可用的多径分集。众所周知, 正交频分复用(OFDM)发送方式能把频率选择性信道转换成并行的多个平坦的子信道。但是, OFDM 传送方式本身并不具有多径分集。在单发单收 OFDM 系统中为了充分利用多径分集, 文献[11]提出了一种线性星座预编码的 OFDM 传送方式, 在增加解码复杂度的前提下它能够有效地利用多径分集而且并不降低数据速率。在此基础上, 文献[12]提出了一种子载波分组的线性星座预编码方式, 它在降低解码复杂度的同时能达到最大的多径分集和编码增益。本文通过 OFDM 把 Turbo-BLAST 系统从平坦衰落信道推广到频率选择性衰落信道, 并且把分组线性星座预编码运用到 Turbo-BLAST 的对角层以获得尽可能多的空间分集和多径分集, 同时保持 BLAST 结构的高数据速率。

### 2 系统模型

考虑具有  $N$  个发射天线  $M$  个接收天线的无线通信系统, 接收信号以码元速率进行采样。本文主要考虑频率选择性瑞利衰落信道环境并且采用准静态信道模型假设, 即信道参数在一个帧内近似为保持不变。如图 1 所示, 信息比特序

2005-04-28 收到, 2005-11-10 改回

国家自然科学基金重大项目(60496310), 国家自然科学基金 60272046, 国家 863 计划重大项目(2002AA123031)和教育部博士点基金(20020286014)资助课题

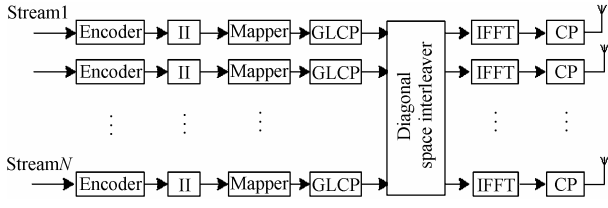


图 1 频率选择性衰落信道下 Turbo-BLAST 系统发射机  
Fig.1 The transmitter of Turbo-BLAST over frequency selective fading channels

列分路后分别进行信道编码并对编码后的比特进行随机交织, 然后送到星座映射器(  $2^{M_c}$  个星座点)。所得的码元序列  $\{s_k(n)\}_{k=1}^N$  先按文献[12]中的方法分别进行分组线性星座预编码(GLCP), 输出的预编码后序列  $\{\tilde{s}_k(n)\}_{k=1}^N$  通过空间交织后按 MIMO-OFDM 方式发送。图中的对角空间交织器使得每路独立的数据均匀地分布在数据帧内的各个对角层上, 具体如图 2 所示。

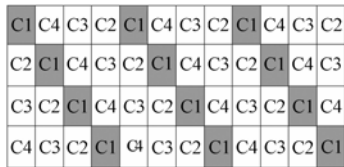


图 2 对角空间交织器

Fig.2 The diagonal space interleaver

当 OFDM 发送方式有足够大保护间隔时, 系统的接收信号可以表示为

$$y(n) = H(n_p)P_n \tilde{s}(n) + w(n) \quad (1)$$

其中  $\tilde{s}(n) \square [\tilde{s}_1(n), \dots, \tilde{s}_N(n)]^T$  为进行空间交织前第  $n$  个发送信号矢量;  $y(n)$  为相应的接收信号矢量;  $P_n$  为对应的置换矩阵, 表征对角空间交织器的作用;  $M \times N$  矩阵  $H(n_p)$  中元素  $H_{ij}(n_p) \square \sum_{l=0}^L h_{ij}(l) \exp(-j2\pi l n_p / P)$  表示从第  $j$  根发射天线到第  $i$  根接收天线之间信道在载波  $n_p$  的频率响应( $P$  为 OFDM 符号长度,  $L$  为信道可分辨多径阶数,  $h_{ij}(l)$  为信道在第  $l$  径上的时域响应系数);  $w(n)$  为零均值方差为  $N_0$  的循环对称复 Gauss 白噪声。

### 3 发射分集度分析

线性星座预编码可以被描述为  $P \times P$  的复数矩阵  $\Phi$ , 该矩阵满足发射功率约束条件  $\text{tr}(\Phi\Phi^H) = P$ , 这里  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹。为了便于分析, 首先把每一个数据帧内每一个 BLAST 对角层上码元序列分成  $P$  长度的数据块  $S_k(n) \square [s_k(nP), \dots, s_k(nP + P - 1)]^T$ , 并对每一数据块分别进

行线性星座预编码处理, 即

$$\tilde{S}_k(n) \square [\tilde{s}_k(nP) \dots \tilde{s}_k(nP + P - 1)]^T = \Phi S_k(n)$$

由于联合考虑整个 MIMO 系统的发射分集度和数据速率非常复杂, 本文采用文献[10]中的设计准则, 只需要独立设计每一 BLAST 层并假设接收端能完全分离各层信号, 每一独立层的分集最大化在高效接收机的基础上能提高整个系统的分集增益, 而系统的分层数大致决定了系统的数据速率。在无其他层干扰时, 第  $i$  个接收天线获得的来自第  $j$  层数据的接收信号矢量可以表示为

$$r_i(n) = D_H \tilde{S}_j(n) + w(n) \quad (2)$$

其中

$$D_H = \text{diag}(\text{diag}(\tilde{H}_{i0}), \dots, \text{diag}(\tilde{H}_{i,j-1})) \quad (3)$$

式(3)中

$$\tilde{H}_{ik} \square [H_{ij}(kN), H_{i,j+1}(kN + 1), \dots, H_{iN}(kN + N - j), H_{i1}(kN + N - j + 1), \dots, H_{i,j-1}(kN + N - 1)]$$

这里可以假设  $J = P/N$  为一正整数。为了充分利用发射分集并尽可能降低解码复杂度, 本文采用子载波分组线性星座预编码方式。类似文献[12]中的方法, 我们首先引入集合  $I = \{0, 1, \dots, P - 1\}$  来标示  $P$  个子载波, 并选取  $P = GK$ , 这样子载波分组就可以在数学上表示为把集合  $I$  分成互不交叉的势为  $K$  的  $G$  个子集合, 即

$$\left. \begin{aligned} I_1 \cup I_2 \cup \dots \cup I_G = I \\ I_m \cap I_n = \emptyset, \quad \forall m \neq n \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

进一步为每一分组定义一个分组选择矩阵  $\Psi_g \square I_P(I_g, :)$ , 其中  $I_P(I_g, :)$  是一个  $K \times P$  维的置换矩阵, 它是由  $P$  维单位矩阵  $I_P$  的  $\{p_{g,k} + 1\}_{k=1}^K$  行组成的。进行分组预编码时先把  $S_j(n)$  按分组选择矩阵分成  $G$  块  $S_{j,g}(n) = \Psi_g S_j(n)$ ,  $g \in [1, G]$ 。并对每一块单独进行线性星座预编码, 即

$$\tilde{S}_{j,g}(n) = \Theta S_{j,g}(n) \quad (5)$$

定义  $r_{i,g}(n) \square \Psi_g r_i(n)$ , 由式(2)可知

$$r_{i,g} = D_{H,g} \tilde{S}_{j,g}(n) + w_g(n), \quad g \in [1, G] \quad (6)$$

式(6)中  $D_{H,g} \square \Psi_g D_H \Psi_g^T$ ,  $w_g(n) \square \Psi_g w(n)$ 。这样分组预编码的设计问题在数学上就表示为选择矩阵  $\{\Psi_g\}$  和预编码矩阵  $\Theta$  的选取。下面我们将给出适合本系统的子载波分组方案以及预编码设计准则, 图 3 示意了子载波分组方案的一个特例以供参考。

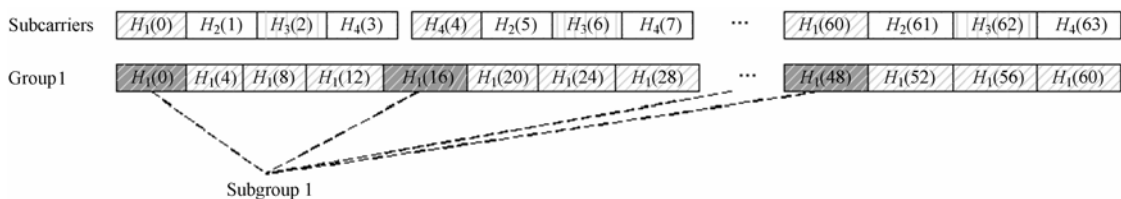


图 3 应用 OFDM 发送方式的 Turbo-BLAST 系统 ( $N=4, P=64$ ) 的最优子载波分组

Fig.3 The optimal subcarrier grouping for the layered space time transmission using GLCP-OFDM ( $N=4, P=64$ )

(A1) 把一个 OFDM 符号的子载波集合分成如下标示的  $N$  个组(子集合):

$$\Gamma_i = \{i, i+N, i+2N, \dots\}, \quad i=0, \dots, N-1 \quad (7)$$

为简单起见这里假定每个子集合具有相同的势。

(A2) 根据文献[12]中提出的最优分组准则,每一组(子集合)  $\Gamma_i$  进一步被分成如下  $\mathcal{M} = |\Gamma_i|/K$  个子组:

$$\begin{aligned} I_{i,m} &= \{i+mN, i+(m+\mathcal{M})N, \dots, i+((K-1)\mathcal{M}+m)N\} \\ &= \{p_{i,m,1}, p_{i,m,2}, \dots, p_{i,m,K}\}, \quad m=0, \dots, \mathcal{M}-1 \end{aligned} \quad (8)$$

(A3) 对每一子组分别进行预编码,预编码矩阵按照文献[12]中的最大分集度和编码增益准则进行设计,即设计一个满足功率约束条件  $\text{tr}(\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{\Theta}^H) = K$  的  $K \times K$  复数矩阵  $\boldsymbol{\Theta}$ , 使得  $\xi_{\text{cp}} = \min_{\mathbf{S}, \mathbf{S}'} \prod_{k=1}^K |\theta_k^T (\mathbf{S} - \mathbf{S}')|$  达最大, 其中  $\theta_k^T$  表示矩阵  $\boldsymbol{\Theta}$  的第  $k$  行;  $\mathbf{S}, \mathbf{S}'$  为  $K \times 1$  矢量, 其元素来自星座集合  $\mathcal{A}_s$ 。基于上述准则有很多方法来设计预编码矩阵, 本文主要采用文献[13]中提出的 LCP-A 代数构造法, 该方法适用于任意  $K$ , 以及正交幅度调制(QAM), 脉冲幅度调制(PAM), 二进制相移键控调制(BPSK)和四进制相移键控调制(QPSK)。预编码矩阵可以通用地表示成如下形式:

$$\boldsymbol{\Theta} = \frac{1}{\eta} \begin{bmatrix} 1 & \alpha_1 & \dots & \alpha_1^{K-1} \\ 1 & \alpha_2 & \dots & \alpha_2^{K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \alpha_K & \dots & \alpha_K^{K-1} \end{bmatrix}$$

其中参数  $\eta$  的配置是为了使预编码矩阵满足功率约束条件, 而参数  $\{\alpha_k\}_{k=1}^K$  需根据  $K$  值进行选取, 特别当  $K$  为 2 的幂 ( $K=2^n$ ) 时,  $\{\alpha_k\}_{k=1}^K$  为方程  $x^K - \sqrt{-1} = 0$  的根。在这种情况下, 预编码矩阵  $\boldsymbol{\Theta}$  还可以紧凑的表示成如下形式:

$$\boldsymbol{\Theta} = \mathbf{F}_K \text{diag}(1, \alpha_1, \dots, \alpha_1^{K-1}) \quad (9)$$

其中  $\mathbf{F}_K$  为归一化的 FFT 矩阵。需要指出的是, 如文献[12]所述, 上述形式也意味着预编码在获得分集度和编码增益的同时也能降低 OFDM 的峰均功率比。

我们把每个子组相应的接收信号放在一起构成长矢量  $\mathbf{r}$  (省略下标  $i, n$ )。不同发送信号  $\mathbf{S}$  和  $\mathbf{S}'$  的无噪声接收矢量之差可以表示为

$$\mathbf{r} - \mathbf{r}' = [[\mathbf{D}_{H,1} \boldsymbol{\Theta} \boldsymbol{\Psi}_1]^T, \dots, [\mathbf{D}_{H,G} \boldsymbol{\Theta} \boldsymbol{\Psi}_G]^T]^T (\mathbf{S} - \mathbf{S}') \quad (10)$$

根据上述子载波分组方法, 表示子载波分组的下标  $g$  可以双下标  $(i, m)$  来代替, 定义  $\mathbf{e}_{i,m} \square \boldsymbol{\Theta} \boldsymbol{\Psi}_{i,m} (\mathbf{S} - \mathbf{S}')$ , 进一步定义

$$\mathbf{T}_{i,m} \square \mathbf{D}_{H,i,m} \mathbf{e}_{i,m} = \mathbf{D}_{e,i,m} \tilde{\mathbf{H}}_{i,m} \quad (11)$$

上式中  $\mathbf{D}_{e,i,m} = \text{diag}(\mathbf{e}_{i,m})$ , 并且

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,m} = [\mathbf{H}_{j,(i+1)}(p_{i,m,1}), \dots, \mathbf{H}_{j,(i+1)}(p_{i,m,K})]^T = \tilde{\mathbf{v}}_{i,m} \mathbf{h}_{j,(i+1)} \quad (12)$$

其中  $\tilde{\mathbf{v}}_{i,m} \square [\mathbf{v}(p_{i,m,1}), \dots, \mathbf{v}(p_{i,m,K})]^T$ , 其元素  $\mathbf{v}(p_{i,m,k}) \square [1, w^{p_{i,m,k}}, \dots, w^{L-p_{i,m,k}}]^T$ ,  $w \square \exp(-j2\pi/P)$ ;  $\mathbf{h}_{j,(i+1)} \square [h_{j,i+1}(0), \dots, h_{j,i+1}(L)]^T$  表示第  $i+1$  根发射天线和第  $j$  根接收天线之间信道的各径上的时域响应。再定义新矩阵  $\mathbf{C}_i = [[\mathbf{D}_{e,i,0} \tilde{\mathbf{v}}_{i,0}]^T, \dots, [\mathbf{D}_{e,i,\mathcal{M}-1} \tilde{\mathbf{v}}_{i,\mathcal{M}-1}]^T]^T$ , 这样式(10)可以被表示

为

$$\mathbf{r} - \mathbf{r}' = [[\mathbf{C}_0 \mathbf{h}_{j,1}]^T, \dots, [\mathbf{C}_{N-1} \mathbf{h}_{j,N}]^T]^T = \text{diag}(\mathbf{C}_0, \dots, \mathbf{C}_{N-1}) \tilde{\mathbf{h}}_j \quad (13)$$

上式中  $\tilde{\mathbf{h}}_j \square [h_{j,1}(0), \dots, h_{j,1}(L), \dots, h_{j,N}(0), \dots, h_{j,N}(L)]^T$ 。易证当矩阵集合  $\{\mathbf{D}_{e,i,m} \mid m \in [0, \mathcal{M}-1]\}$  中至少有一满秩矩阵(条件 I)并且  $K \geq L+1$  时, 矩阵  $\mathbf{C}_i$  的秩为  $L+1$ 。如果所有  $\mathbf{C}_i$  都为满秩矩阵, 则矩阵  $\mathbf{C}$  的秩为  $N(L+1)$ , 由文献[12]中成对错误概率分析方法可知此时系统获得最大可达分集度。由图 1 可知送到预编码器的码元序列是由随机外编码器的编码比特经过一定的星座映射获得, 因此它不是简单满足独立同分布的统计特性。假定外编码器的码字长度为  $B$ , 最小汉明距离为  $d_m$ 。由于随机交织的作用, 可以近似地认为两个不同码字之间不同比特的位置在经过交织后是随机分布的。因此, 如果我们把一个码字  $\mathbf{S}$  按(A1)的方法分成  $N$  组  $\{\mathbf{S}^k\}_{k=1}^N$ , 当满足  $d_m > N$  时任意两个不同码字  $\mathbf{S}_{(1)}, \mathbf{S}_{(2)}$  通过分组后得到的各个组之差  $\{\mathbf{S}_{(1)}^k - \mathbf{S}_{(2)}^k\}_{k=1}^N$  在高概率意义上都含有非零元素, 事实上这种特性对文献[8,9]中平坦衰落信道下 Turbo-BLAST 系统中空间分集度的引入具有至关重要的作用。在此基础上, 如果选取  $P = B$ , 易证当预编码矩阵按最大分集度和编码增益准则设计时对任意  $i$  上述的条件 I 都能满足, 亦即能获得最大可达分集度。实际上我们可以选取  $P = B/\lceil d_m/N \rceil$  以最短的 OFDM 符号来获得最大可达分集度。

#### 4 迭代检测和解码方案

前面我们详细阐述了系统发射端部分的设计, 并假定在接收端有一机制能有效地分离来自各对角层的数据, 而系统最终的性能在一定程度上取决于该机制的真正效率。由式(1)可知相应于第  $n$  个 OFDM 符号系统各子载波上接收的信号可以表示为

$$\mathbf{y}(k') = \mathbf{H}(k) \mathbf{P}_k \tilde{\mathbf{s}}(k') + \mathbf{w}(k'), \quad k=0, \dots, P-1 \quad (14)$$

其中  $k' = nP + k$ 。由于每一层的 OFDM 符号块都按集合  $\{I_{i,m}\}$  指定的位置分成  $G = N\mathcal{M}$  个子组并对每个子组分别进行预编码处理, 因此在接收端我们也相应地把与一个子组相关的接收信号放在一个矢量中, 表示如下:

$$\mathbf{R}_{i,m}(n) = [\mathbf{y}(nP + p_{i,m,1})^T, \dots, \mathbf{y}(nP + p_{i,m,K})^T]^T \quad (15)$$

定义  $\mathbf{x}_j \square [s_j(nP + p_{i,m,1}), \dots, s_j(nP + p_{i,m,K})]^T$  表示第  $j$  层中进行预编码前第  $(i, m)$  个子组中的码元块, 进一步定义长矢量  $\mathbf{x} \square [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_N^T]^T$ , 这样  $\mathbf{y}(nP + p_{i,m,k})$  就可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(nP + p_{i,m,k}) &= \mathbf{H}(p_{i,m,k}) \mathbf{P}_{nP+p_{i,m,k}} (\mathbf{I}_N \otimes \boldsymbol{\theta}_k^T) \mathbf{x} \\ &\quad + \mathbf{w}(nP + p_{i,m,k}) \end{aligned} \quad (16)$$

省略下标  $i, m, n$ , 并把式(16)代入式(15)可得:

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (17)$$

上式中

$$\mathbf{Q} \square \begin{bmatrix} \mathbf{H}(p_{i,m,1}) \mathbf{P}_{nP+p_{i,m,1}} (\mathbf{I}_N \otimes \boldsymbol{\theta}_1^T) \\ \vdots \\ \mathbf{H}(p_{i,m,K}) \mathbf{P}_{nP+p_{i,m,K}} (\mathbf{I}_N \otimes \boldsymbol{\theta}_K^T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Omega}_1 (\mathbf{I}_N \otimes \boldsymbol{\theta}_1^T) \\ \vdots \\ \boldsymbol{\Omega}_K (\mathbf{I}_N \otimes \boldsymbol{\theta}_K^T) \end{bmatrix} \quad (18)$$

以及  $\mathbf{v} = [\mathbf{w}(nP + p_{i,m,1})^T, \dots, \mathbf{w}(nP + p_{i,m,K})^T]^T$ 。

图4示意了迭代接收机的框架图,它主要由软输入软输出的多层检测器和  $N$  个并行的软输入软输出的信道解码器构成。接收端首先去除发射端插入的循环前缀相应的接收信号部分并进行FFT以完成OFDM的传送方式,处理后的数据一起送到多层检测器单元。多层检测器输出各层数据比特的软信息经过解交织并送到相应的各个信道解码器中以完成一次迭代,每次迭代以后,信道解码器的软输出信息用来进一步提高检测器的处理精度。关于迭代接收机的详细算法读者可以参考文献[8,14,15]。检测器的计算复杂度在整个迭代接收机中占相当大的比例,基于MAP准则的检测器计算

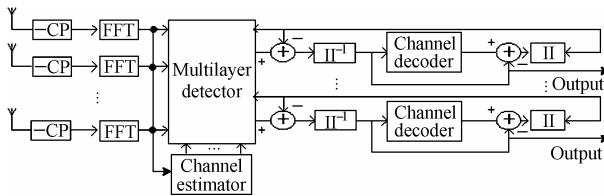


图4 迭代接收机  
Fig.4 The Turbo receiver

量与发送信号长度成指数增长关系。为了简化计算量,文献[16,17]采用了基于MMSE准则的软输入软输出的检测器,具有线性复杂度;而在文献[18]中还提出了一种基于球形解码算法的软输入软输出检测器,相对于MAP准则的最优检测器它大大降低了计算复杂度并有很好的性能,限于篇幅这里不再详述。

## 5 仿真结果

本节通过计算机仿真来分析本文提出的新系统的性能。仿真中频率选择性无线信道等效成  $L$  径相互独立的平坦瑞利衰落信道的作用;每一独立数据层中的信道编码采用码率为  $R_0 = 1/2$  的递归系统卷积码,其前向多项式为  $G(D) = 1 + D^2$ ,后向多项式为  $G_c(D) = 1 + D + D^2$ ;码字长度和OFDM的子载波数皆取为256;空间交织器为图2所示的对角空间交织器;时间交织器为随机时间交织器,本文并未对其进行最优化处理;平均信噪比定义为  $E_b/N_0 = (NE_s(L+1))/(M_c R_0 N_0)$ ,其中  $(NE_s(L+1))/(M_c R_0)$  为接收端收到的每信息比特的平均发送能量;仿真中皆采用BPSK调制。

首先考虑频率选择性信道环境下两发两收Turbo-BLAST系统的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能。为了考察系统设计中分组线性星座预编码的作用,我们分别给出了采用预编码和未采用预编码两种情况下系统的BER曲线,接收端都采用Max-Log-MAP算法。实际上未采用预编码的系统可以看作采用预编码系统的一个特例,只要把预编码矩阵置为单位矩阵。如图5所示,采用预编码的系统性能明显好于未采用预编码的系统性能,即使在一次迭代后,前者的BER曲线相对于后者4次迭代后的BER曲线在  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  精

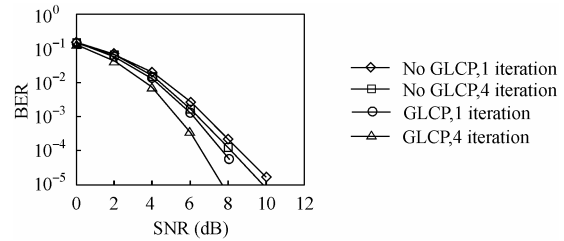


图5 2发2收系统的误码性能

Fig.5 BER performance of  $N = M = 2$  system

度附近有0.5dB左右的增益,而在4次迭代后,则有2dB左右的增益,说明采用预编码能产生较大的性能增益。

图6示意了4发4收系统的性能曲线,该仿真实例中接收端采用了MMSE准则的检测器以及基于球形解码算法的检测器。如图6所示,在应用预编码的系统中,采用基于球形解码检测器的Turbo接收机的性能优于采用MMSE准则检测器的Turbo接收机。前者经过一次迭代后的性能曲线就略优于后者经过6次迭代后的性能曲线,而前者经4次迭代后相比后者经6次迭代后在  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  精度附近有1~2dB左右的增益。需要指出的是,当采用MMSE准则的检测器时,应用预编码系统的性能甚至略差于未采用预编码系统的性能,这种现象主要是由检测算法的不精确引起的。MMSE准则的检测器的精确性和等效信道矩阵  $\mathbf{Q}$  的统计特性密切相关。由于应用预编码后使得  $\mathbf{Q}$  的各列在统计上具有一定的相关性,一定程度上降低了MMSE检测算法提取软信息的精确性。如何克服这种相关性而又能基本保证算法的线性复杂度是作者将继续深入研究的问题。但当采用基于球形解码检测器后,同样经一次迭代后,应用预编码的系统性能曲线相比未应用预编码且采用MMSE检测器的系统在  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  精度附近有3dB左右的增益,而前者经4次迭代后比后者经6次迭代后在  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  精度附近有1~2dB的增益。图6还给出了假设在接收端完全已知其它各层的干扰并采用MMSE准则检测器经过6次迭代的理想曲线,值得注意的是,即使在4次迭代后,当采用基于球形解码算法检测器后,新系统的性能曲线和理想曲线已经非常的接近。该结果一定程度上验证了我们采用的系统设计方法的有效性,如前面所述,在设计系统时我们假设接收端通过足够多的迭代后能有效分离各层的数据。

最后我们将简单考察接收天线少于发送天线数系统的性能,图7给出了4发2收系统的性能曲线。如图7所示,由于没有足够的分集度,未应用预编码的系统,当采用MMSE准则检测器进行迭代检测解码时,即使在经过6次迭代后BER曲线在高信噪比处有一个错误平台。而当应用预编码提高发射分集后,同样采用MMSE准则检测器进行迭代检测解码,在一次迭代后,其性能曲线略优于未应用预编码的系统;当经过6次迭代后,在中高信噪比时其性能曲线明显优于未应用预编码的系统,并在高信噪比时迅速收敛至

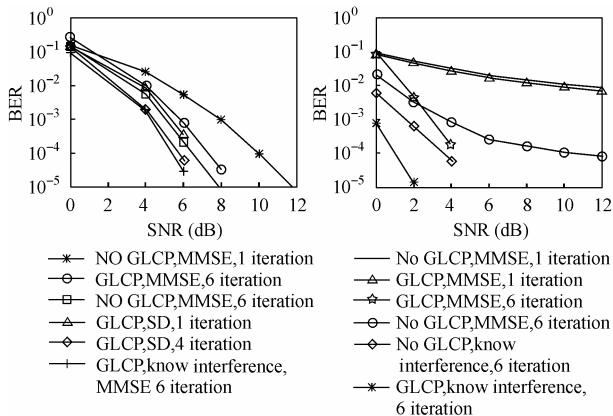


图 6 4 发 4 收系统的误码性能

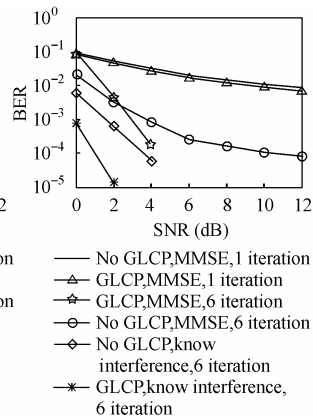
Fig.6 BER performance of  $N=M=4$  system

图 7 4 发 2 收系统的误码性能

Fig.7 BER performance of  $N=4, M=2$  system

零。在低信噪比时,由于预编码增加了等效信道矩阵各列之间的相关性降低了MMSE准则检测器的效率,应用预编码提高发射分集的作用在性能曲线上并没有体现出来,但总体来说,应用预编码后整体的性能增益即使在采用MMSE检测器进行迭代检测解码还是可以接受的。它与接收端已知其它层干扰并采用MMSE检测器进行迭代检测解码的应用预编码(未应用预编码)的系统的理想性能曲线在  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  精度有 3dB 左右(1 dB 左右)的间距。

## 6 结束语

本文提出了一种新的适用于频率选择性无线衰落信道的 Turbo-BLAST 系统,应用分组线性星座预编码 OFDM 发送方式再结合随机分层空时码来提高发射分集(空间分集以及多径分集)。新系统由于发射端采用 BLAST 结构而具有很高的数据速率,并把比较复杂的二维空时码转换为相对简单的一维的随机分层信道编码的设计。在接收端,分别采用 MMSE 准则检测器以及基于球形解码算法检测器的 Turbo 接收机能以一定的复杂度有效地分离各 BLAST 分层。仿真结果表明,在一定复杂度的基础上,新系统能在保持 BLAST 结构的高数据速率的同时充分利用 MIMO 频率选择性信道的多径分集。

## 参考文献

- [1] Foschini G J, Gans M J. On the limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Commun.*, 1998, 6(3): 315-335.
- [2] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585-595.
- [3] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- [4] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [5] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [6] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, (2): 41-59.
- [7] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel. Proc. URSI int. Symp. Signals, Systems and Electronics, University of Pisa, Italy, 1998: 295-300.
- [8] Sellathurai M, Haykin S. TURBO-BLAST for wireless communications: Theory and experiments. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2538-2546.
- [9] Sellathurai M, Haykin S. Turbo-BLAST: Performance evaluation in correlated rayleigh-fading environment. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2003, 21(3): 340-349.
- [10] Gamal H E, Hammons A R, Jr. A new approach to layered space-time coding and signal processing. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2001, 47(6): 2321-2334.
- [11] Wang Z, Giannakis G B. Complex-filed coding for OFDM over fading wireless channels. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2003, 49(3): 707-720.
- [12] Liu Z, Yao X, Giannakis G B. Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(3): 416-427.
- [13] Yao X, Wang Z, Giannakis G B. Space-time diversity systems based on linear constellation precoding. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2003, 2(2): 294-309.
- [14] Abe T, Matsumoto T. Space-time Turbo equalization in frequency-selective MIMO channels. *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, 2003, 52(3): 469-475.
- [15] Bahl L R, Cocke J, Jelinek F, Raviv J. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1974, 20(2): 284-287.
- [16] Tüchler M, Singer A C, Koetter R. Minimum mean squared error equalization using *a priori* information. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 20(3): 673-683.
- [17] Wang D M, Zhao J H, Gao X Q, You X H, Y. H, Park W, Kim Y H. Turbo detection and decoding for space-time block-coded block transmission systems. IEEE Wireless Commun. And Networking Conf., Atlanta, GS USA, 2004(3): 1631-1635.
- [18] Hochwald B M, Brink S T. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel. *IEEE Trans. on Commu.*, 2003, 51(3): 389-399.

黄永明: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 通信信号处理。

杨绿溪: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为移动通信空时信号处理、盲信号处理和神经网络。