

# 一种新的带有预编码的 GLSTBC - OFDM 技术

门 健<sup>1</sup>, 李晓亮<sup>1</sup>, 战金龙<sup>2</sup>, 于 焕<sup>3</sup>

(1. 空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077; 2. 西安电子科技大学, 陕西 西安 710077; 3. 新松机器人自动化股份有限公司, 辽宁 沈阳 110168)

**摘 要:**提出了 OFDMA (Orthogonal Frequency - Division Multiple Access) 系统中线性预编码 (Linear Constellation Precoding, LCP) 和分组的分层空时结构 GLSTBC (Group Layered Space - Time Block Code, GLSTBC) 结合的一种新的发射机方案, 即 LCP - GLSTBC - OFDM。该发射机结构基于 3 级用户码的设计: 外码 (基于 OFDMA) 主要用来进行组间干扰抑制; 中间级的码 (基于空时编码 STBC) 获得空间分集增益, 内码 (基于 LCP) 用来获得频率分集增益。文中所提出的方法在接收端只需要一根接收天线就可以消除组间干扰, 同时还可以获得 2 阶空间分集增益、2 阶复用增益和满频率分集增益, 而且编码和译码的过程都是基于线性处理的, 计算简单。计算机仿真结果也证明了该方法的有效性。

**关键词:**空时编码; 线性预编码; OFDM; 分层空时结构; 组间干扰抑制; 频率分集

**DOI:**10.3969/j.issn.1009-3516.2009.06.015

**中图分类号:** TN911.22 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2009)06-0065-05

未来无线通信系统面临的主要问题是提高频谱效率和链路的可靠性。无线信道非常复杂, 信号在无线信道中传输要受到衰落和其它用户的干扰<sup>[1-7]</sup>。文献[8]提出了 LCP - GLSTBC - OFDM 发射机方案, 但是译码复杂度很高。本文在文献[8]的基础上提出了 LCP - GLSTBC - OFDM 发射机方案, 与文献[8]相比, 本文在保持接收端结构不变的前提下, 发射机结构更加简单。

## 1 OFDM 系统模型

OFDM 是一种有效的抗多径衰落技术。一个传统的 OFDM 系统框图如图 1 所示。

这里考虑一个有  $N$  个子载波的 OFDM 系统。将信息序列  $S$  分成长度为  $N$  的数据块, 第  $n$  个数据块  $S(n) = [S(nN), S(nN + 1), \dots, S(nN + N - 1)]^T$ , 然后进行 OFDM 调制,  $N \times 1$  维的矢量  $S(n)$  左乘 IFFT

矩阵  $F^H$ , 这就构成了一个 OFDM 数据块。频率选择性衰落信道用一个  $L$  阶的 FIR 滤波器表示为  $h = [h(0), h(1), \dots, h(L)]^T$ , 其中  $h(l)$  表示第  $l$  个抽头系数。为了消除由于信道时延扩散引起的块间干扰 (Inter - Block Interference, IBI) 和符号间干扰 (Inter - Symbol Interference, ISI), 在每个 OFDM 数据块前加入长度为  $L_{CP} \geq L$  的循环前缀 (Cyclic Prefix, CP), 并且在相应的接收数据块中将其去掉。这样可以使 FIR 信道矢量  $h$  由一个  $N \times N$  的循环矩阵  $H$  表示,  $H$  的第  $p$  行第  $q$  列的元素为  $[H]_{p,q} = h((p - q) \bmod P)$ 。循环矩阵有一个特殊的性质: 将循环矩阵右乘  $F^H$ , 左乘  $F$  后, 可以化为一个对角矩阵, 由下式给出:

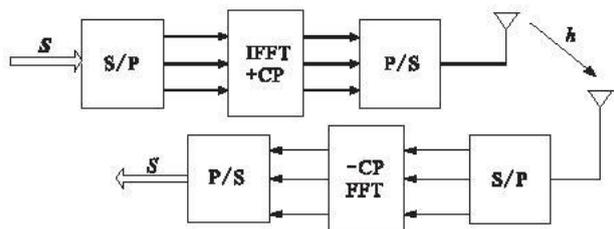


图 1 传统 OFDM 系统的结构框图

Fig. 1 Structure of traditional OFDM systems

\* 收稿日期: 2008 - 06 - 05

作者简介: 门 健 (1978 -), 女, 陕西西安人, 讲师, 主要从事通信网络技术研究. E-mail: sum\_merx@sina.com

$$\mathbf{D} = \text{diag}(H(0), H(1), \dots, H(N-1)) = \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^H \quad (1)$$

式中,  $\mathbf{H}(k) = \sum_{n=0}^{L-1} h(n) \exp(-j2\pi kn/N)$ ,  $0 \leq k \leq N-1$  对应于信道在第  $k$  个子载波上的频率响应。令  $\mathbf{y}(n) = [y(nN), y(nN+1), \dots, y(nN+N-1)]^T$  表示接收端经过 FFT 后的  $N \times 1$  维的接收数据块,  $\tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) = [\tilde{\eta}(nN), \tilde{\eta}(nN+1), \dots, \tilde{\eta}(nN+N-1)]^T$  表示  $N \times 1$  维的加性高斯白噪声矢量, 其相关矩阵为  $\mathbf{R}_{\tilde{\eta}} = N_0 \mathbf{I}_N$ , 其中  $N_0$  为噪声的功率谱密度。则 OFDM 解调后的信号可以表示为:

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{D}\mathbf{S}(n) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (2)$$

式中  $\boldsymbol{\eta}(n) = [\eta(nN), \eta(nN+1), \dots, \eta(nN+N-1)]^T = \mathbf{F}\tilde{\boldsymbol{\eta}}(n)$ , 由于 FFT 矩阵为酉矩阵, 所以  $\boldsymbol{\eta}(n)$  仍然为白噪声。

由以上推导可以看出, 加入循环前缀的 OFDM 将一个频率选择性衰落信道转化为  $N$  个并行的平衰落的子信道<sup>[9]</sup>。

## 2 本文提出的方法

LCP-GLSTBC-OFDM 系统的发射机、接收机结构框图见图 2、图 3。将 4 个发射天线分为 2 组, 每组有 2 个发射天线, 发射天线和接收天线间的信道为频率选择性衰落信道, 阶数为  $L$ , 令  $\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3$  和  $\mathbf{S}_4$  表示 2 个长度为  $N$  的连续的数据块, 经过串并转换 (Serial-to-Parallel, S/P) 得到:

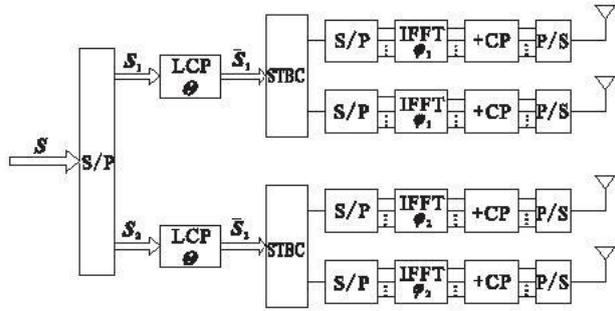


图 2 发射机结构框图

Fig. 2 Transmitter of proposed method

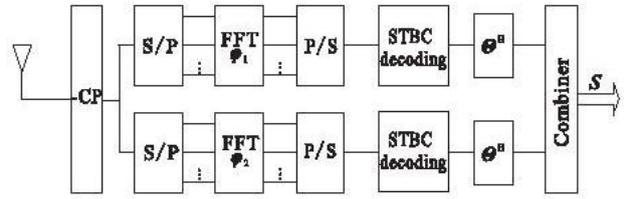


图 3 接收机结构框图

Fig. 3 Receiver of proposed method

$$\mathbf{S}_1 = [S(nN), S(nN+1), \dots, S(nN+N-1)] \quad (3)$$

$$\mathbf{S}_2 = [S((n+1)N), S((n+1)N+1), \dots, S((n+1)N+N-1)] \quad (4)$$

$$\mathbf{S}_3 = [S((n+2)N), S((n+2)N+1), \dots, S((n+2)N+N-1)] \quad (5)$$

$$\mathbf{S}_4 = [S((n+3)N), S((n+3)N+1), \dots, S((n+3)N+N-1)] \quad (6)$$

然后经过 LCP, 设 LCP 的矩阵为  $\boldsymbol{\Theta}$ , 这里采用与文献[9]相同的预编码矩阵, 发射信号为  $\bar{\mathbf{S}}_1$  和  $\bar{\mathbf{S}}_2, \bar{\mathbf{S}}_3$  和  $\bar{\mathbf{S}}_4$ 。

将  $\bar{\mathbf{S}}_1$  和  $\bar{\mathbf{S}}_2, \bar{\mathbf{S}}_3$  和  $\bar{\mathbf{S}}_4$  分别进行 STBC 和 OFDM 调制, 即对于第 1 个发射天线, 连续的 2 个符号周期内发送的符号分别为  $\bar{\mathbf{S}}_1$  和  $-\bar{\mathbf{S}}_2^*$ , 对于第 2 个发射天线, 连续的 2 个符号周期内发送的符号分别为  $\bar{\mathbf{S}}_2$  和  $\bar{\mathbf{S}}_1^*$ ; 对于第 3 个发射天线, 连续的 2 个符号周期内发送的符号分别为  $\bar{\mathbf{S}}_3$  和  $-\bar{\mathbf{S}}_4^*$ , 对于第 4 个发射天线, 连续的 2 个符号周期内发送的符号分别为  $\bar{\mathbf{S}}_4$  和  $\bar{\mathbf{S}}_3^*$ 。等价的传输矩阵可以表示为:

$$\begin{bmatrix} T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_1\bar{\mathbf{S}}_1 & T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_1\bar{\mathbf{S}}_2 \\ -T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_1\bar{\mathbf{S}}_2^* & T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_1\bar{\mathbf{S}}_1^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_2\bar{\mathbf{S}}_3 & T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_2\bar{\mathbf{S}}_4 \\ -T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_2\bar{\mathbf{S}}_4^* & T_{\text{CP}}\mathbf{F}^H\phi_2\bar{\mathbf{S}}_3^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中  $\mathbf{F}$  为 FFT 矩阵, 由下式给出:

$$[\mathbf{F}]_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{K}} \exp(-j2\pi ab/K), a=0,1,\dots,K-1, b=0,1,\dots,K-1, K=2N \quad (9)$$

则 IFFT 矩阵为  $\mathbf{F}^H$ 。加 CP 的操作由矩阵  $\mathbf{T}_{CP} = [(\mathbf{I}_{L_{CP} \times 2N})^T \mathbf{T}_{2N}^T]^T$  表示,其中  $L_{CP}$  为 CP 的长度,  $\mathbf{I}_{L_{CP} \times 2N}$  由  $\mathbf{I}_{2N}$  的后  $L_{CP}$  行构成。 $\phi_1$  和  $\phi_2$  分别为第 1 组和第 2 组的子载波选择矩阵。子载波分组最初用来抑制多用户间的干扰,后来用于降低 SFTBC 和 STBC - OFDMA 的设计和译码的复杂度,这里用来为不同的组选择不同的子载波,  $\phi_1$  由  $\mathbf{I}_{2N}$  的前  $N$  列构成。 $\phi_2$  由  $\mathbf{I}_{2N}$  的后  $N$  列构成,  $\phi_1$  和  $\phi_2$  互相正交,满足:

$$\phi_1^T \phi_2 = \mathbf{0}, \phi_2^T \phi_1 = \mathbf{0} \quad (10)$$

$$\phi_1^T \phi_1 = \mathbf{I}_N, \phi_2^T \phi_2 = \mathbf{I}_N \quad (11)$$

$t$  和  $t+T$  时刻的接收信号分别为:

$$\begin{cases} \mathbf{r}^t = \bar{\mathbf{H}}_1^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_1 + \bar{\mathbf{H}}_2^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_2 + \bar{\mathbf{H}}_3^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_3 + \bar{\mathbf{H}}_4^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_4 + \mathbf{N}^t \\ \mathbf{r}^{t+T} = -\bar{\mathbf{H}}_1^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_2^* + \bar{\mathbf{H}}_2^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_1^* - \bar{\mathbf{H}}_3^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_4^* + \bar{\mathbf{H}}_4^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_3^* + \mathbf{N}^{t+T} \end{cases} \quad (12)$$

式中  $\mathbf{r}^g$  和  $\mathbf{N}^g$ ,  $g=t, t+T$  分别表示  $g$  时刻的接收信号和加性高斯白噪声,  $\bar{\mathbf{H}}_i^g$ ,  $g=t, t+T$  为一个上三角 Toeplitz 矩阵,表示等价的信道矩阵,其第 1 列为  $[h_i^g(0) \ \dots \ h_i^g(L) \ \dots \ 0]^T$ 。

然后对接收的信号进行去 CP 和 FFT,并利用子载波间的正交性进行组间干扰抑制,不失一般性,对于第 1 组在  $t$  和  $t+T$  时刻,OFDM 解调后的信号可以分别表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{R}^t = \phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{r}^t = \\ \phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} (\bar{\mathbf{H}}_1^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_1 + \bar{\mathbf{H}}_2^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_2 + \bar{\mathbf{H}}_3^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_3 + \bar{\mathbf{H}}_4^t \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_4 + \mathbf{N}^t) = \\ \mathbf{D}_1^t \bar{\mathbf{S}}_1 + \mathbf{D}_2^t \bar{\mathbf{S}}_2 + \phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}^t = \\ \mathbf{R}^{t+T} = \phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{r}^{t+T} = \\ \phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} (-\bar{\mathbf{H}}_1^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_2^* + \bar{\mathbf{H}}_2^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_1 \bar{\mathbf{S}}_1^* - \bar{\mathbf{H}}_3^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_4^* + \bar{\mathbf{H}}_4^{t+T} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \phi_2 \bar{\mathbf{S}}_3^* + \mathbf{N}^{t+T}) = \\ -\mathbf{D}_1^{t+T} \bar{\mathbf{S}}_2^* + \mathbf{D}_2^{t+T} \bar{\mathbf{S}}_1^* + \phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}^{t+T} \end{cases} \quad (13)$$

注意到上式第 3 个等号利用了式(14)和式(15)。 $\mathbf{R}_{CP} = [\mathbf{O}_{N \times L_{CP}} \ \mathbf{I}_N]$  表示去 CP 的矩阵。 $\mathbf{D}_i^g = \phi_1^T \mathbf{F} \mathbf{H}_i^g \mathbf{F}^H \phi_1 = \text{diag}[H_i^g(e^{j0}), H_i^g(e^{j2\pi/K}), \dots, H_i^g(e^{j2\pi(N-1)/K})]$ ,  $g=t, t+T$ 。其中  $\mathbf{H}_i^g = \mathbf{R}_{CP} \bar{\mathbf{H}}_i^g \mathbf{T}_{CP}$ 。将上式写成矩阵的形式,我们得到:

$$\mathbf{R}^t = \mathbf{D}_1^t \bar{\mathbf{S}}_1 + \mathbf{D}_2^t \bar{\mathbf{S}}_2 + \boldsymbol{\eta}^t = \begin{bmatrix} H_1^t(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1^t(1) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & H_1^t(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{S}(nN) \\ \bar{S}(nN+1) \\ \dots \\ \bar{S}(nN+N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_2^t(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_2^t(1) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & H_2^t(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{S}((n+1)N) \\ \bar{S}((n+1)N+1) \\ \dots \\ \bar{S}((n+1)N+N-1) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\eta}^t \quad (14)$$

$$\mathbf{R}^{t+T} = -\mathbf{D}_1^{t+T} \bar{\mathbf{S}}_2^* + \mathbf{D}_2^{t+T} \bar{\mathbf{S}}_1^* + \boldsymbol{\eta}^{t+T} = \begin{bmatrix} H_1^{t+T}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1^{t+T}(1) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & H_1^{t+T}(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\bar{S}^*((n+1)N) \\ -\bar{S}^*((n+1)N+1) \\ \dots \\ -\bar{S}^*((n+1)N+N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_2^{t+T}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_2^{t+T}(1) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & H_2^{t+T}(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{S}^*(nN) \\ \bar{S}^*(nN+1) \\ \dots \\ \bar{S}^*(nN+N-1) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\eta}^{t+T} \quad (15)$$

假定信道在 2 个连续的符号周期内保持不变,即:  $\mathbf{h}_1^t = \mathbf{h}_1^{t+T}$ ,  $\mathbf{h}_2^t = \mathbf{h}_2^{t+T}$ ,假定接收端完全已知信道(或者在接收端可以准确地估计出信道),不失一般性,以第 1 个和第 2 个比特为例。将式(14)和式(15)的第 1 行分别重新给出:

$$\begin{cases} R^t(nN) = H_1^t(0) \bar{S}(nN) + H_2^t(0) \bar{S}((n+1)N) + \eta^t(nN) \\ R^{t+T}(nN) = -H_1^{t+T}(0) \bar{S}^*((n+1)N) + H_2^{t+T}(0) \bar{S}^*(nN) + \eta^{t+T}(nN) \end{cases} \quad (16)$$

从式(16)得到第 1 个和第 2 个比特在  $t$  和  $t+T$  时刻的判决量:

$$\begin{aligned} \bar{S}(nN) &= (|H_1'(0)|^2 + |H_2'(0)|^2) \bar{S}(nN) + [H_1'(0)]^* \eta'(nN) + H_2'(0) [\eta'^{+T}(nN)]^* \\ \bar{S}((n+1)N) &= (|H_1'(0)|^2 + |H_2'(0)|^2) \bar{S}((n+1)N) + [H_2'(0)]^* \eta'(nN) - H_1'(0) [\eta'^{+T}(nN)]^* \end{aligned} \quad (17)$$

同理,可以得到余下符号的判决量,至此,可以得到  $\bar{S}_1$  和  $\bar{S}_2$  的估计量  $\hat{S}_1$  和  $\hat{S}_2$ ,然后可以求出  $S_1$  和  $S_2$  的估计量  $\hat{S}_1 = \Theta^H \hat{S}_1$  和  $\hat{S}_2 = \Theta^H \hat{S}_2$ ,最后利用最大似然判决就可以恢复出原始信号  $S_1$  和  $S_2$ 。同理,可以恢复出第2组的原始信号  $S_3$  和  $S_4$ 。

本文只考虑了一根接收天线的情况,显然该方法可以很容易地推广至多个接收天线的情形。

### 3 仿真结果

仿真的条件如下:信道为频率选择性慢衰落信道,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  $v=4$ ,抽头系数在 2 个符号周期内保持不变。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 128,循环前缀的长度为 5,噪声为均值为 0,方差为  $\sigma_w^2=1$  的复高斯随机变量。信噪比 SNR 定义为  $SNR = \varepsilon^2 / \sigma_w^2$ ,其中  $\varepsilon^2$  表示每个符号的能量。图 4 给出了不同调制方式下本文所提出的方法与未利用 LCP 时的性能比较,从图 4 可以看出:本文所提出的方法明显优于未利用 LCP 时的性能。

图 5 给出了不同接收天线下本文所提出的方法的性能比较(采用 QPSK 调制),从图可以看出:随着接收天线的增加,该方法的性能也越来越好。图 6 给出了与基于 SVD 分组方法<sup>[10]</sup>的性能比较(接收端采用 4 根天线, QPSK 调制),从图 6 可以看出本文所提出的方法明显优于基于 SVD 的分组方法。

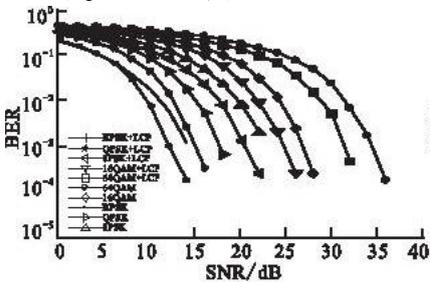


图 4 不同调制方式下与未利用 LCP 时的性能比较

Fig. 4 Comparison of different modulation scheme (with no LCP)

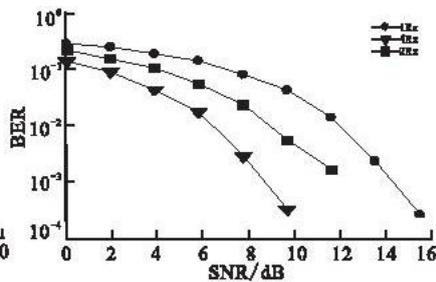


图 5 不同接收天线下的性能比较

Fig. 5 Comparison of different receive antenna

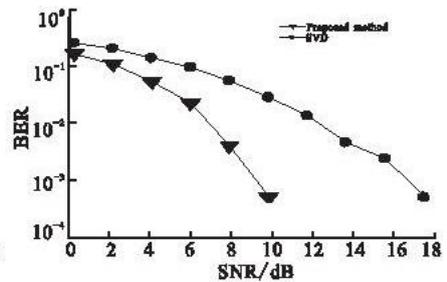


图 6 与基于 SVD 分组方法的性能比较

Fig. 6 Comparison with SVD grouping method

### 4 结论

本文在文献[5]的基础上提出了频率选择性衰落信道下分组的分层空时结构中系统中一种新的发射机设计,即 LCP-GLSTBC-OFDM。该发射机基于 3 级用户码的设计:外码(基于 OFDMA)主要用来进行组间干扰(或者称为层间干扰)和码间干扰抑制;中间级的码(基于 STBC)获得空间分集增益;内码(基于 LCP)用来获得频率分集增益。文中所提出的方法在接收端只需要一根接收天线就可以消除组间干扰。而且,本文所提出的方法还可以同时获得 2 阶空间分集增益、2 阶复用增益和满频率分集增益,而且编码和译码的过程都是基于线性处理的,计算简单。

#### 参考文献:

- [1] Pan Yuh Joo, JungJe Son, DaeEop Kang. Novel Design of STBC for OFDM/OFDMA Using Frequency Diversity[EB/OL]. [2001-11-09]http://iee802.org/16.
- [2] Dai Lin, Sfar Sana, Letaief K B. An Efficient Detector for Combined Space-Time Coding and Layered Processing[J]. IEEE Trans Commun, 2005, 53(9): 1438-1442.
- [3] Alamonti A S M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in

Communications, 1998, 16(8):1451 - 1458.

- [ 4 ] Tarokh Vahid, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space - Time Block Codes from Orthogonal Designs [ J ]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(7):1456 - 1466.
- [ 5 ] Tarokh Vahid, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space - Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Codes Construction [ J ]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(2):744 - 765.
- [ 6 ] Tarokh Vahid, Naguib A. Combined Array Processing and Space - Time Coding [ J ]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(4):1121 - 1128.
- [ 7 ] Taricco Ezio G, Tulino A. Decoding Space - Time Codes with BLAST Architectures [ J ]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 50(10):2547 - 2552.
- [ 8 ] 战金龙. MIMO - OFDM 系统新型发射分集方法研究 [ D ]. 西安:西安电子科技大学, 2007.  
ZHAN Jinlong. Novel Transmit Diversity Methods of MIMO - OFDM Systems [ D ]. Xi'an: Xidian University, 2007. (in Chinese)
- [ 9 ] Liu Z, Xin Yan, Giannakis G B. Linear Constellation Precoding for OFDM with Maximum Multipath Diversity and Coding Gains [ J ]. IEEE Trans Comm, 2003, 51(3):416 - 427.
- [ 10 ] 战金龙, 廖桂生, 李国民. V - BLAST OFDM 系统中一种新的检测算法 [ J ]. 西安电子科技大学学报:自然科学版, 2007, 53(2):194 - 198.  
ZHAN Jinlong, LIAO Guisheng, LI Guomin. A Novel Detection Algorithm in V - BLAST OFDM Systems [ J ]. Journal of Xidian University: Natural Science Edition, 2007, 53(2):194 - 198. (in Chinese)

(编辑:徐楠楠)

## GLSTBC - OFDM with Linear Constellation Precoding over Frequency - Selective Fading Channels

MEN Jian<sup>1</sup>, LI Xiao - liang<sup>1</sup>, ZHAN Jin - long<sup>2</sup>, YU Huan<sup>3</sup>

(1. Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China; 2. Xidian University, Xi'an 710071, China; 3. SiaSun Robot & Automation Co. LTD, Shenyang 110168, China)

**Abstract:** Relying on mutual orthogonality between subcarriers of different users in Orthogonal Frequency - Division Multiple Access (OFDMA) systems and exploiting both Linear Constellation Precoding (LCP) and Group layered space - time block code (GLSTBC), a novel LCP - GLSTBC - OFDM transmitter diversity technique is proposed for wireless communications over frequency - selective fading channels. The proposed approach is based on a three - level design of user codes: the top level (based on OFDMA) deals with group interference and intersymbol interference (ISI), the middle level (based on STBC) results in space diversity, and the lower level (based on LCP) results in frequency diversity. The proposed design only needs one receive antenna to suppress the group interference and can obtain half space diversity gain, half multiplexing gain and full frequency diversity gain simultaneously. The performance merits of this design are verified by simulations.

**Key words:** space - time block coding; linear constellation precoding; OFDM; GLSTBC; group interference suppression; frequency diversity