

新的 GLSFBC-CDMA-OFDMA 发射方案

战金龙, 卢建军, 卢光跃

(西安邮电学院 通信与信息工程学院, 陕西 西安, 710061)

摘要: 提出了频率选择性衰落信道下 GLSFBC (group layered SFBC) -CDMA-OFDMA 多天线发射方案。该方案分为三级级联设计: 第一级 (基于 OFDMA) 用来抑制多用户间的干扰和对抗频率选择性衰落; 第二级 (基于 CDMA) 用来消除组间干扰和获得频率分集增益; 第三级 (基于 GLSFBC) 用来获得空间分集增益和复用增益。该方案在接收端只需要一根天线就可以抑制空频码组间的干扰和多用户间的干扰, 从而使接收机结构简单。理论分析和计算机仿真结果都证明了该方案的有效性。

关键词: 正交频分复用; 空频分组编码; 组间干扰抑制; 码分多址

中图分类号: TN911.22

文献标识码: B

文章编号: 1000-436X(2012)04-0099-08

Transmit scheme for GLSFBC-CDMA-OFDMA system

ZHAN Jin-long, LU Jian-jun, LU Guang-yue

(Institute of Communication and Information Engineering, Xi'an Institute of Posts and Telecommunications, Xi'an 710061, China)

Abstract: A novel GLSFBC (group layered SFBC)-CDMA-OFDMA multiple antenna transmit scheme was proposed over frequency-selective fading channels. The proposed scheme is based on a three-level design of cascade codes: the first level (based on OFDMA) deals with multi-user interference and frequency-selective fading, the second level (based on CDMA) handles group interference and obtains frequency diversity gain, and the third level (based on GLSFBC) results in space diversity and multiplexing gain. At the receiver, the proposed approach only needs one antenna to suppress both multi-user interference and SFBC group interference, so it makes the receiver construction simple. Both theory analysis and computer simulation prove the validity of the novel technique.

Key words: OFDM; SFBC; group interference suppression; CDMA

1 引言

在收发两端都采用多天线的多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 技术可以在不增加系统带宽的前提下成倍地提高频谱利用率, 因而成为目前研究的热点^[1~8]。MIMO 技术之所以能够提高频谱利用率是因为 MIMO 技术可以获得

复用增益, 即不同的发射天线可以在相同的频率资源上发射不同的信号, 例如包括 BLAST^[2]和 V-BLAST^[3]技术的分层空时码(LSTBC); 另一方面, MIMO 技术还可以获得分集增益从而提高系统性能, 即不同的发射天线发射包含同样信息的信号, 例如包括空时分组码(space-time block code)^[4,5]和空时格形码(space-time trellis code)^[6]的空时编码(STC)

收稿日期: 2011-03-18; 修回日期: 2012-02-10

基金项目: 西安邮电学院中青年教师科研基金资助项目 (0001284); 陕西省自然科学基金资助项目 (1090275); 陕西省教育厅科研计划基金资助项目 (11JK1011); 智能机器人湖北省重点实验室基金资助项目 (HBIR 201102)

Foundation Items: Xi'an Institute of Posts and Telecommunications Teacher Foundation (0001284); The Natural Science Foundation of Shanxi Province (1090275); The Foundation of the Education Department of Shanxi Province (11JK1011); The Foundation of Hubei Provincial Key Laboratory of Intelligent Robot (HBIR 201102)

技术。然而，需要指出的是复用增益和分集增益分别对应通信系统的有效性和可靠性指标，不可能同时达到最优，需要根据不同的应用场景进行折中。

V. Tarokh 将阵列信号处理和空时编码技术相结合，提出了可以在复用增益和分集增益之间进行折中的分组的分层空时结构 GLST(group layered space-time architecture)^[7]，Lin Dai 也提出了类似的设计^[8]。在 GLST 中，发射天线以 Alamouti 空时分组码结构^[4]为基本单元分为若干组，不同的空时码组发射不同的信号，可以获得部分复用增益；同时由于每组都是采用空时分组码因而可以获得部分分集增益。

值得注意的是，最初的空时编码是基于平坦衰落信道设计的，对于存在码间干扰(ISI)的频率选择性衰落信道，STC 需要和 OFDM^[9-12]技术相结合以对抗频率选择性衰落。根据编码在时域和频域的不同，分别称为 STBC-OFDM^[13]和 SFBC-OFDM^[14]，STBC-OFDM 技术中 STBC 是在空域和时域进行，SFBC-OFDM 技术中 SFBC 是在空域和频域(相邻 2 个子载波)进行。此外，OFDMA 还可以作为一种多址接入的方式，即给不同的用户分配不同的子载波^[10]。

因此，对于频率选择性衰落信道，分组的分层空频编码(GLSFBC)也需要与 OFDM 技术相结合。当 GLSFBC 结合 OFDM 进行多用户传输时，同时存在空频码组间的干扰和多用户间的干扰。文献[7]采用基于奇异值分解(SVD)的方法进行组间干扰抑制，不仅计算复杂而且要求接收天线的数目大于组数；对于 GLSFBC-OFDM 系统，则需要对每个子载波对应的信道矩阵进行 SVD，未来宽带无线通信系统所

需的子载波数目都很多，因而其计算复杂度大大增加。为此，提出将 GLSFBC、CDMA 和 OFDMA 级联的 GLSFBC-CDMA-OFDMA 发射方案，采用 CDMA 的方法进行组间干扰抑制，同时可以获得频率分集增益^[15-18]；采用 OFDMA 的方法抑制多用户干扰和对抗频率选择性衰落。这样，仅需要一根接收天线和线性处理算法，就可以消除空频码组的组间干扰和多用户间的干扰，从而检测出原发射信号。

本文中， \otimes 表示克罗内克(Kronecker)积； $[A]_{k,m}$ 表示矩阵 A 的第 k 行第 m 列上的元素； $\text{diag}(d)$ 表示以 d 为对角线元素的对角矩阵； I_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵。

2 发射机结构及信号处理流程

发射机结构如图 1 所示。发射机以 4 个天线为例(由于本文的分组结构中组内都采用基于 2 个发射天线的 SFBC，因此要求系统的发射天线为大于或等于 4 的偶数)，分为 2 组，每组有 2 个发射天线，令 S_i 表示用户 i 第 g 个长度为 $2N$ 的数据块。经过串并转换(S/P)后分为 2 组长度都为 N 数据块 S_{i1} 和 S_{i2} ：

$$S_{i1} = [S_i(2gN - 2N) \ S_i(2gN - 2N + 1) \ \dots \ S_i(2gN - N - 1)] \quad (1)$$

$$S_{i2} = [S_i(2gN - N) \ S_i(2gN - N + 1) \ \dots \ S_i(2gN - 1)] \quad (2)$$

为了表述简便，令：

$$S_{i1} = [S_{i1}(0) \ S_{i1}(1) \ \dots \ S_{i1}(N - 1)] \quad (3)$$

$$S_{i2} = [S_{i2}(0) \ S_{i2}(1) \ \dots \ S_{i2}(N - 1)] \quad (4)$$

S_{i1} 和 S_{i2} 进行 GLSFBC 得到：

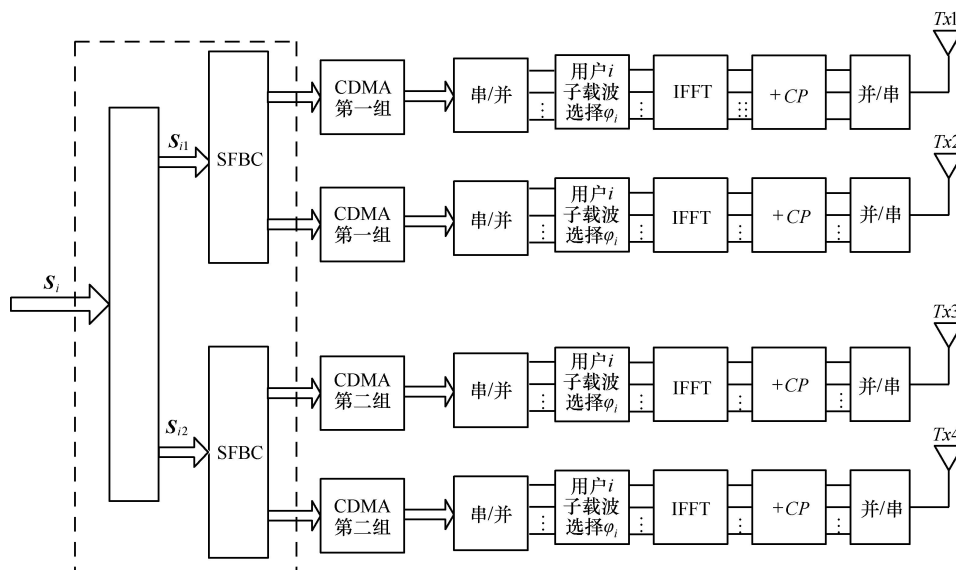


图 1 发射机结构

$$\tilde{\mathbf{S}}_i = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{i1}(0) & -S_{i1}^*(1) \\ S_{i1}(1) & S_{i1}^*(0) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{i1}(2) & -S_{i1}^*(3) \\ S_{i1}(3) & S_{i1}^*(2) \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} S_{i1}(N-2) & -S_{i1}^*(N-1) \\ S_{i1}(N-1) & S_{i1}^*(N-2) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} S_{i2}(0) & -S_{i2}^*(1) \\ S_{i2}(1) & S_{i2}^*(0) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{i2}(2) & -S_{i2}^*(3) \\ S_{i2}(3) & S_{i2}^*(2) \end{bmatrix} & \cdots & \begin{bmatrix} S_{i2}(N-2) & -S_{i2}^*(N-1) \\ S_{i2}(N-1) & S_{i2}^*(N-2) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (5)$$

为了消除组间干扰,采用 CDMA 的方法。即对每个用户的 2 个 SFBC 码组的数据分别扩频,设用户 i 的第 $j(j=1,2)$ 个 SFBC 码组的 SS(spread spectrum)序列为 $\mathbf{C}_{ij}=[C_{ij}(0) \ C_{ij}(1) \ \cdots \ C_{ij}(M-1)]$,扩频后的数据为

$$\bar{S}_{ik}(t) = \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{M-1} [\tilde{\mathbf{S}}_i]_{k,p} C_{ij}(q) \psi_{T_c}(t - pT_b - qT_c), \quad \begin{cases} j=1, & k=1,2 \\ j=2, & k=3,4 \end{cases} \quad (6)$$

从式(6)可以看出,每个 SFBC 码组的 2 个发射天线的 SS 序列相同,2 组之间的 SS 序列不同。 T_b 和 T_c 分别表示 SFBC 符号周期和 SS 序列码片周期, $\psi_{T_c}(t)$ 表示码片波形。

本文采用哈达玛(Hadamard)矩阵的行作为 SS 序列(也可以采用 Gold 序列、Walsh 序列等扩频序列)。阶数为 M 的 Hadamard 矩阵表示为

$$\mathbf{C}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{M/2} & \mathbf{C}_{M/2} \\ \mathbf{C}_{M/2} & -\mathbf{C}_{M/2} \end{bmatrix}, \forall M = 2^g, g \geq 1, C_1 = 1 \quad (7)$$

显然:

$$\mathbf{C}_p \mathbf{C}_q^T = \begin{cases} 1, & p=q \\ 0, & p \neq q \end{cases} \quad (8)$$

其中, \mathbf{C}_p 表示 Hadamard 矩阵的第 p 行。设 $\tilde{\mathbf{S}}_i$ 经过扩频后得到 $\bar{\mathbf{S}}_i$ ($\bar{\mathbf{S}}_i$ 每行符号的长度为 MN),然后进行 OFDM 调制。为了抑制多用户间的干扰,采用 OFDMA 的方法^[10]。也就是说,不同用户数据进行 OFDM 调制时分配的子载波不同,本文是通过不同用户子载波选择矩阵相互正交实现的。假设有 2 个用户(OFDM 调制时子载波总数为 $2MN$),用户 1 和用户 2 的子载波选择矩阵分别为 $\boldsymbol{\varphi}_1$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_2$, $\boldsymbol{\varphi}_1$ 是由

\mathbf{I}_{2MN} 的第 1 到 MN 列构成, $\boldsymbol{\varphi}_2$ 是由 \mathbf{I}_{2MN} 的第 $MN+1$ 列到 $2MN$ 列构成。即给用户 1 分配前半部分子载波,给用户 2 分配后半部分子载波(这里假定 2 个用户分配的子载波是连续的;显然,2 个用户分配的子载波也可以是不连续的),可以证明 $\boldsymbol{\varphi}_1$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_2$ 相互正交,即:

$$\boldsymbol{\varphi}_1^T \boldsymbol{\varphi}_2 = 0, \boldsymbol{\varphi}_2^T \boldsymbol{\varphi}_1 = 0 \quad (9)$$

$$\boldsymbol{\varphi}_1^T \boldsymbol{\varphi}_1 = \mathbf{I}_{MN}, \boldsymbol{\varphi}_2^T \boldsymbol{\varphi}_2 = \mathbf{I}_{MN} \quad (10)$$

为了消除 ISI,需要加入循环前缀 CP(cyclic prefix)(CP 的长度 $L_{cp} \geq L$, L 表示信道的最大时延扩展,本文中等同于信道多径数)。加 CP 的矩阵 $\mathbf{T}_{cp}=[(\mathbf{I}_{L_{cp} \times MN})^T \mathbf{I}_{MN}^T]^T$,其中, $\mathbf{I}_{L_{cp} \times MN}$ 由 \mathbf{I}_{MN} 的后 L_{cp} 行构成。加 CP 后数据块的长度变为 $MN + L_{cp}$,经过并串转换(P/S)后由发射天线发送。第 i 个用户在第 n 个发射天线发送的数据 $U_i(n,:)$ 由式(11)给出:

$$U_i(n,:) = \mathbf{T}_{cp} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\varphi}_i \bar{\mathbf{S}}_i^T(n,:), \quad n=1,2,3,4 \quad (11)$$

其中, $\bar{\mathbf{S}}_i(n,:)$ 表示 $\bar{\mathbf{S}}_i$ 的第 n 行, \mathbf{F} 为 FFT 矩阵:

$$[\mathbf{F}]_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{K}} \exp(-j2\pi ab/K), \quad a=0,1,\dots,K-1, b=0,1,\dots,K-1 \quad (12)$$

则 IFFT 矩阵为 \mathbf{F}^H , 这里 $K = 2MN$ 。

3 接收机结构及译码算法

发送的数据经过频率选择性衰落信道后到达接收端。接收机结构如图 2 所示。这里假定衰落是准静态的(即一个 OFDM 符号持续的时间内信道保持不变,OFDM 符号之间信道随机变化),而且各发射天线和接收天线间的信道是独立的。发射天线 n 和接收天线 m 间的频率选择性衰落信道等效为

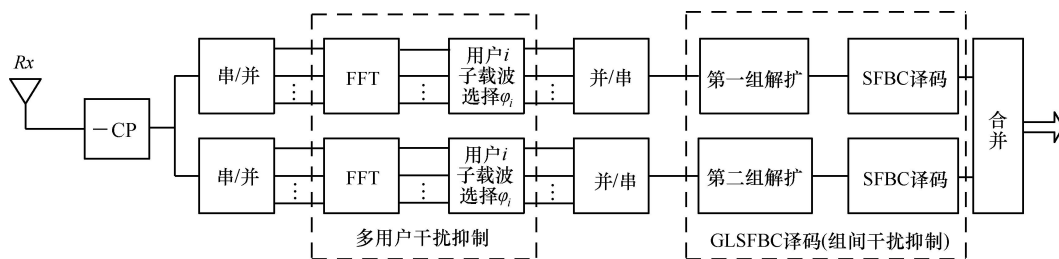


图 2 接收机结构

FIR 滤波器 $h_{mn}(l)$ ，其中， $l=0,1,\dots,L-1$ 为滤波器的阶数，表示信道多径数， $m=1,2,\dots,n_R$ ， $n=1,2,3,4$ ， n_R 表示接收天线的个数。

根据发射信号和频率选择性衰落信道间的卷积和的关系，等效的信道矩阵具有 Toeplitz 结构^[10]：

$$\mathbf{H}_{mn} = \begin{bmatrix} h_{mn}(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & h_{mn}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ h_{mn}(L-1) & \cdots & \ddots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & h_{mn}(L-1) & \cdots & h_{mn}(0) \end{bmatrix} \quad (13)$$

显然， \mathbf{H}_{mn} 是一个 $(MN + L_{CP}) \times (MN + L_{CP})$ 维的 Toeplitz 方阵。

接收信号包括所有用户在 4 个发射天线上的发射信号以及加性高斯白噪声，接收天线 m 上的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_m &= \sum_{n=1}^4 \sum_{i=1}^2 \mathbf{H}_{mn} \mathbf{U}_i(n,:) + \mathbf{N}_m \\ &= \sum_{n=1}^4 \sum_{i=1}^2 \mathbf{H}_{mn} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\phi}_i \bar{\mathbf{S}}_i^T(n,:) + \mathbf{N}_m \end{aligned} \quad (14)$$

其中， \mathbf{N}_m 表示加性高斯白噪声(均值为零，方差为 N_0)。由式(14)可以看出，第 m 个接收天线上的接收信号由于包括所有发射天线(2 组发射天线)以及所有用户的信号，因此，同时存在 SFBC 码组间干扰和多用户干扰。

接收端对接收的信号先去掉 CP，去 CP 通过矩阵 $\mathbf{R}_{CP} := [\mathbf{0}_{MN \times L_{CP}} \quad \mathbf{I}_{MN}]$ 完成，其中， $\mathbf{0}_{MN \times L_{CP}}$ 表示 $MN \times L_{CP}$ 维的零矩阵。去掉 CP 后所得到的信号为

$$\mathbf{W} = \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{n=1}^4 \sum_{i=1}^2 \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}_{mn} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\phi}_i \bar{\mathbf{S}}_i^T(n,:) + \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_m \quad (15)$$

显然，去 CP 后的信号依然存在组间干扰和多用户干扰，需要分别进行抑制。

首先，利用子载波间的正交性抑制多用户间的干扰。设用户 1 为期望用户，利用用户 1 分配的子载波对接收数据式(15)进行 OFDM 解调，解调后的信号矢量 $\bar{\mathbf{W}}_1$ 表示为

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{W}}_1 &= \boldsymbol{\phi}_1^T \mathbf{F} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{n=1}^4 \sum_{i=1}^2 \{ \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}_{mn} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\phi}_i \bar{\mathbf{S}}_i^T(n,:) + \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_m \} \\ &= \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{n=1}^4 \sum_{i=1}^2 \{ \boldsymbol{\phi}_1^T \mathbf{F} \bar{\mathbf{H}}_{mn} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\phi}_i \bar{\mathbf{S}}_i^T(n,:) + \boldsymbol{\phi}_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_m \} \\ &= \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{n=1}^4 \{ \mathbf{D}_{mn} \bar{\mathbf{S}}_1^T(n,:) + \boldsymbol{\phi}_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_m \} \end{aligned} \quad (16)$$

其中， $\bar{\mathbf{H}}_{mn} = \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}_{mn} \mathbf{T}_{CP}$ ，易证 $\bar{\mathbf{H}}_{mn}$ 是一个循环矩阵，

即： $[\bar{\mathbf{H}}_{mn}]_{pq} = h_{mn}((p-q) \bmod N)$ 。注意到式(16)的第 3 步利用了式(9)和式(10)。由式(16)可以看出，利用第 1 个用户的子载波进行 OFDM 解调，由于用户子载波间的正交性，解调后的信号中已经消除了干扰用户(用户 2)的影响。根据循环矩阵的性质，可得

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_{mn} &= \boldsymbol{\phi}_1^T \mathbf{F} \bar{\mathbf{H}}_{mn} \mathbf{F}^H \boldsymbol{\phi}_1 \\ &= \text{diag}[H_{mn}(0), H_{mn}(1), \dots, H_{mn}(MN-1)] \end{aligned} \quad (17)$$

将式(17)代入式(16)可得：

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{W}}_1 &= \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{n=1}^2 \sum_{i=1}^2 \{ \mathbf{D}_{mn} \bar{\mathbf{S}}_k^T(n,:) + \boldsymbol{\phi}_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_m \} \\ &= \sum_{m=1}^{n_R} \{ \mathbf{D}_{m1} \bar{\mathbf{S}}_1^T(1,:) + \mathbf{D}_{m2} \bar{\mathbf{S}}_1^T(2,:) + \mathbf{D}_{m3} \bar{\mathbf{S}}_1^T(3,:) + \\ &\quad \mathbf{D}_{m4} \bar{\mathbf{S}}_1^T(4,:) + \boldsymbol{\phi}_1^T \mathbf{F} \mathbf{R}_{CP} \mathbf{N}_m \} \end{aligned} \quad (18)$$

可以看出，由于不同用户子载波之间相互正交，用户 2 已作为干扰被抑制，余下信号是用户 1 第 1 组和第 2 组 SFBC 发射信号的叠加，即存在 SFBC 码组间干扰。

然后，利用 SS 序列之间的正交性抑制 SFBC 码组间干扰。以第 1 组为例，利用 SS 序列 \mathbf{C}_{11} 对用户 1 的 2 组数据(式(18))解扩，由于 SS 序列之间的正交性，解扩后用户 1 第 1 个 SFBC 码组的数据为

$$\tilde{\mathbf{W}}_1 = \sum_{m=1}^{n_R} \{ [\bar{\mathbf{D}}_{m1} \tilde{\mathbf{S}}_1^T(1,:) + \bar{\mathbf{D}}_{m2} \tilde{\mathbf{S}}_1^T(2,:)] + \mathbf{V}_m \} \quad (19)$$

其中， $\bar{\mathbf{D}}_{m1}$ 和 $\bar{\mathbf{D}}_{m2}$ 表示解扩后对应的信道矩阵， \mathbf{V}_m 表示解扩后的噪声分量。

由式(19)可以看出，利用用户 1 第 1 组的扩频序列解扩后的信号中只存在第 1 组(发射天线 1 和 2)的信号，第 2 组的信号(发射天线 3 和 4)已被作为干扰抑制。也就是说，此时的接收信号中多用户干扰和 SFBC 码组间干扰均已被抑制。

从上述多用户干扰和 SFBC 码组间干扰抑制过程可以看出，多用户干扰和 SFBC 码组间干扰分别是在频域和码域进行抑制的，与空域无关。因此，接收端只需要一根天线就可以将二者抑制，从而检测出发射信号。所以，式(19)中令 $n_R = 1$ ：

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{W}} &= \bar{\mathbf{D}}_{11} \tilde{\mathbf{S}}_1^T(1,:) + \bar{\mathbf{D}}_{12} \tilde{\mathbf{S}}_1^T(2,:) + \mathbf{V}_1 \\ &= \bar{\mathbf{D}}_1 \tilde{\mathbf{S}}_1^T(1,:) + \bar{\mathbf{D}}_2 \tilde{\mathbf{S}}_1^T(2,:) + \mathbf{V}_1 \\ &= \text{diag} \left[\sum_{i=0}^{M-1} H_1(i), \sum_{i=M}^{2M-1} H_1(i), \dots, \sum_{i=(N-1)M}^{NM-1} H_1(i) \right] \begin{bmatrix} S_{11}(0) \\ -S_{11}^*(1) \\ \vdots \\ -S_{11}^*(N-1) \end{bmatrix} + \end{aligned}$$

$$\text{diag} \left[\sum_{i=0}^{M-1} H_2(i), \sum_{i=M}^{2M-1} H_2(i), \dots, \sum_{i=(N-1)M}^{NM-1} H_2(i) \right] \begin{bmatrix} S_{11}(0) \\ -S_{11}^*(1) \\ \vdots \\ -S_{11}^*(N-1) \end{bmatrix} + \mathbf{V}_1 \quad (20)$$

其中, $\mathbf{V}_1 = [v_1(0) \ v_1(1) \ \dots \ v_1(N-1)]^T$ 为噪声矢量。由于只有一根接收天线, $\bar{\mathbf{D}}_{11}$ 和 $\bar{\mathbf{D}}_{12}$ 简写为 $\bar{\mathbf{D}}_1$ 和 $\bar{\mathbf{D}}_2$, $H_{1n}(i)$ 和 $H_{2n}(i)$ 简写为 $H_1(i)$ 和 $H_2(i)$ 。由于子载波数目一般都很大, 而且相邻子载波上的频率响应之间有着一定的相关性。因此, 以相邻的 M 个子载波为单位, 将子载波分为 N 组, 可以假定相邻 2 组频率响应之和保持不变。即:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{M-1} H_1(i) &= \sum_{i=M}^{2M-1} H_1(i), \sum_{i=2M}^{3M-1} H_1(i) = \sum_{i=3M}^{4M-1} H_1(i), \dots, \\ \sum_{i=(N-2)M}^{(N-1)M-1} H_1(i) &= \sum_{i=(N-1)M}^{NM-1} H_1(i) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{M-1} H_2(i) &= \sum_{i=M}^{2M-1} H_2(i), \sum_{i=2M}^{3M-1} H_2(i) = \sum_{i=3M}^{4M-1} H_2(i), \dots, \\ \sum_{i=(N-2)M}^{(N-1)M-1} H_2(i) &= \sum_{i=(N-1)M}^{NM-1} H_2(i) \end{aligned} \quad (22)$$

这样, 可以根据 SFBC 译码算法^[4,14]来估计用户 1 的第 1 个 SFBC 码组的数据 $\hat{\mathbf{S}}_1$, 以相邻 2 个符号 $S_{11}(q)$ 和 $S_{11}(q+1)$ (q 为偶数) 为例。对式(20)进行 SFBC 译码可以得到:

$$\begin{aligned} \hat{S}_{11}(q) &= \left(\left| \sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_1(i) \right|^2 + \left| \sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_2(i) \right|^2 \right) S_{11}(q) + \\ & \left[\sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_1(i) \right]^* v_1(q) + \sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_2(i) [v_1(q+1)]^* \\ \hat{S}_{11}(q+1) &= \left(\left| \sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_1(i) \right|^2 + \left| \sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_2(i) \right|^2 \right) S_{11}(q+1) + \\ & \left[\sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_2(i) \right]^* v_1(q) - \sum_{i=qM}^{(q+1)M-1} H_1(i) [v_1(q+1)]^* \end{aligned} \quad (23)$$

至此, 就得到了用户 1 第 1 个 SFBC 码组的数据; 同理, 利用第 1 个用户第 2 个 SFBC 码组的 SS 序列 \mathbf{C}_{12} 对式(18)解扩可以检测出用户 1 第 2 个 SFBC 码组的数据, 2 组数据合并, 就得到用户 1 的所有发射数据。由式(23)可以看出, 对于任意 SFBC 码组, 该方法可以获得一定的频率分集增益和满空间分集增益。

从上述推导过程可以看出, 由于采用子载波分

组和 CDMA 的方法抑制多用户干扰和 SFBC 码组间干扰, 因此接收端只需要 1 根天线; 而基于 SVD 抑制 SFBC 码组间干扰的方法^[7]在接收端至少需要 3 根天线 (发射端分为 2 组)。显然, 如果接收端采用多个天线, 空域冗余度也随之增加, 本文提出的方法还可以获得接收分集增益。

4 算法性能和复杂度分析

以第 i 个用户的第 j 组数据为例。设发送的符号为 $\mathbf{S}_{ij} = [S_{ij}(0) \ S_{ij}(1) \ \dots \ S_{ij}(N-1)]$, $j=1$, 对应发射天线 1 和 2; $j=2$, 对应发射天线 3 和 4。接收端只有 1 根天线。在 $\mathbf{D}_{2j-1} = \text{diag}(H_{2j-1}(0), \dots, H_{2j-1}(MN-1))$ 和 $\mathbf{D}_{2j} = \text{diag}(H_{2j}(0), \dots, H_{2j}(MN-1))$ 已知的条件下利用最大似然判决为 $\hat{\mathbf{S}}_{ij} = [\hat{S}_{ij}(0) \ \hat{S}_{ij}(1) \ \dots \ \hat{S}_{ij}(N-1)]$, 则成对错误概率(PEP)为^[10]

$$P(\mathbf{S}_{ij} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}_{ij} | \{\mathbf{D}_{2j-1}, \mathbf{D}_{2j}\}) \leq \exp\left(-\frac{E_s}{8N_0} d^2(\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij})\right) \quad (24)$$

其中,

$$\begin{aligned} d^2(\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij}) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(\left| \sum_{q=kM}^{(k+1)M-1} H_{2j-1}(q) \right|^2 + \right. \\ & \left. \left| \sum_{q=kM}^{(k+1)M-1} H_{2j}(q) \right|^2 \right) (|S_{ij}(k) - \hat{S}_{ij}(k)|^2) \\ &\leq \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=kM}^{(k+1)M-1} (|H_{2j-1}(q)|^2 + |H_{2j}(q)|^2) (|S_{ij}(k) - \hat{S}_{ij}(k)|^2) \end{aligned} \quad (25)$$

令 $\mathbf{h}_{2j-1} = (h_{2j-1}(0) \ \dots \ h_{2j-1}(L-1))$ 和 $\mathbf{h}_{2j} = (h_{2j}(0) \ \dots \ h_{2j}(L-1))$ 分别表示第 $2j-1$ 和 $2j$ 个发射天线与接收天线间的信道脉冲响应, 令 $\mathbf{F}_2[q] = [1 \ \exp(-j2\pi q/K) \ \dots \ \exp(-j2\pi q(L-1)/K)]$, 则有 $H_{2j-1}[q] = \mathbf{h}_{2j-1} \mathbf{F}_2^T[q]$, $H_{2j}[q] = \mathbf{h}_{2j} \mathbf{F}_2^T[q]$, 式(25)可以表示为

$$d^2(\mathbf{S}_{ij}, \hat{\mathbf{S}}_{ij}) \leq \mathbf{G} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=kM}^{(k+1)M-1} \psi[q] \mathbf{a}[k] \right\} \mathbf{G}^H \quad (26)$$

其中,

$$\mathbf{G} = (\mathbf{h}_{2j-1} \ \mathbf{h}_{2j}) \quad (27)$$

$$\psi[q] = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_2^T[q](\mathbf{F}_2^T[q])^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_2^T[q](\mathbf{F}_2^T[q])^H \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\mathbf{a}[k] = \text{diag}\{a(k), \dots, a(k)\}_{2L \times 2L}, a(k) = (|S_{ij}(k) - \hat{S}_{ij}(k)|^2)$$

将式(26)代入式(24):

$$P(\mathbf{S}_{ij} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}_{ij} | \{\mathbf{D}_{2j-1}, \mathbf{D}_{2j}\}) \leq \exp\left(-\frac{E_s}{8N_0} \left[\mathbf{G} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=kM}^{(k+1)M-1} \psi[q] \mathbf{a}[k] \right\} \mathbf{G}^H \right] \right) \quad (29)$$

将式(29)左右两边求数学期望, 可得平均 PEP 为

$$P(\mathbf{S}_{ij} \rightarrow \hat{\mathbf{S}}_{ij}) \leq \left(\prod_{n=1}^r \lambda_n \right)^{-1} \left(\frac{E_s}{8N_0} \right)^{-r} \quad (30)$$

其中, r 表示矩阵 $\mathbf{B} = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{q=kM}^{(k+1)M-1} \psi[q] \mathbf{a}[k]$ 的秩, $\lambda_n, n=1, 2, \dots, r$ 表示 \mathbf{B} 的非负特征值。由于 \mathbf{B} 是 $2L \times 2L$ 维, \mathbf{B} 的最大秩为 $2L$, 因此每个 SFBC 码组获得的分集增益最大为 $2L$, 等于该组发射天线的个数与信道多径数的乘积。

需要指出的是, 为了降低接收机的复杂度 (接收端只有 1 根天线), 本文采用子载波分组和 CDMA 的方法分别抑制多用户干扰和 SFBC 码组间干扰。与基于 SVD 抑制 SFBC 码组间干扰的方法^[7]相比, 采用 CDMA 组间干扰抑制方法, 使得原来在 1 个子载波上传输的信息需要在多个子载波上传输, 频谱利用率有所降低。然而, 由于获得了频率分集增益, 性能会显著提高; 而且, 基于 SVD 抑制组间干扰的方法^[7]在接收端至少需要 3 根天线 (发射端分为 2 组), 其计算复杂度为 $O(N \times 4^3)$, 而采用 CDMA 抑制组间干扰的方法接收端只需要 1 根天线, 需要的乘法运算次数为 NM , 加法运算次数为 $N(M-1)$, 总运算次数为 $N(2M-1)$ 。通常, 扩频序列的长度较短 (4 或 8), 因此, CDMA 组间干扰抑制方法的计算复杂度要低于基于 SVD 的组间干扰抑制方法。

从以上的分析可以看出, 本文提出的方法是以牺牲频谱利用率为代价来换取接收机结构复杂度和计算复杂度的降低。

5 仿真结果

仿真条件: 原始数据块长度为 $N = 32$ (调制后), Hadamard 矩阵的阶数为 $8 (M = 8, \text{即扩频序列的长度为 } 8)$, 子载波个数为 $K = 2MN = 512$ (共 2 个用户), 每个用户每组 OFDM 符号的长度为均 256, CP 的长度为 5, 用 FIR 滤波器来仿真频率选择性准静态衰落信道, FIR 滤波器的抽头系数在一个 OFDM 符号持续的的时间内保持不变, OFDM 符号之间则随

机变化, 抽头系数服从复瑞利分布。在接收端假定准确的时间和频率同步, 且信道已知。加性噪声服从复 Gauss 分布 (均值为 0, 方差为 $N_0 = 1$)。信噪比 $SNR = E_s / N_0$, 其中, E_s 为信号能量。以下所有仿真结果均进行了 200 次蒙特卡罗 (Monte-Carlo) 实验。

图 3 仿真了采用 QPSK 调制, 1 根接收天线下信道多径数不同时的性能。可以看出, $BER = 10^{-2}$, 信道多径数为 4 相对信道多径数为 3 和 2, 大约分别有 1.0dB 和 2.8dB 的性能增益, 表明随着信道多径数增加, 频率分集增益也随之增大, 与理论分析结果一致。

本文方法与 V-BLAST OFDM 和 CDMA+OFDM^[15] 在 QPSK 调制、信道多径数为 4、1 根接收天线时的性能如图 4 所示。V-BLAST OFDM 系统中给不同的发射天线分配不同的子载波; CDMA+OFDM 系统中给不同的用户分配不同的 SS 序列, 假设有 4 个用户。可以看出, $BER = 10^{-2}$, 相对于两者本文提出的方法分别有大约 7.8dB 和 6.7dB 的增益。

本文方法与文献[7]中提出的组间干扰抑制方法在 QPSK 调制、信道多径数为 4 时的性能如图 5 所示。显然, 随着接收天线数目的增加, 本文方法的性能也随之提高; $BER = 10^{-2}$, 1 个接收天线、2 个接收天线和 3 个接收天线本文提出的方法相对于文献[7]中提出的方法 (3 根接收天线) 分别有大约 0.7dB、4.3dB 和 6.3dB 的增益。

本文方法同一用户 2 个 SFBC 码组在 QPSK 调制、信道多径数为 4、1 根接收天线下的性能如图 6 所示。不难看出, 2 个 SFBC 码组的误码率性能基本相同。说明 2 个 SFBC 码组获得的分集增益相同。

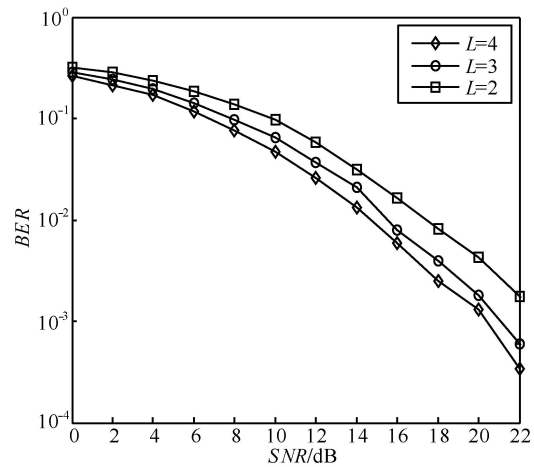


图 3 信道阶数不同时的性能比较

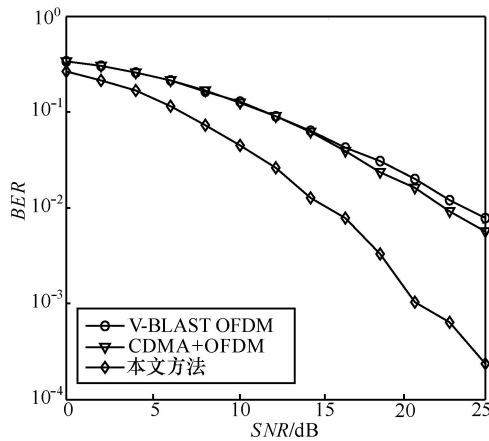


图 4 与传统方法的性能比较

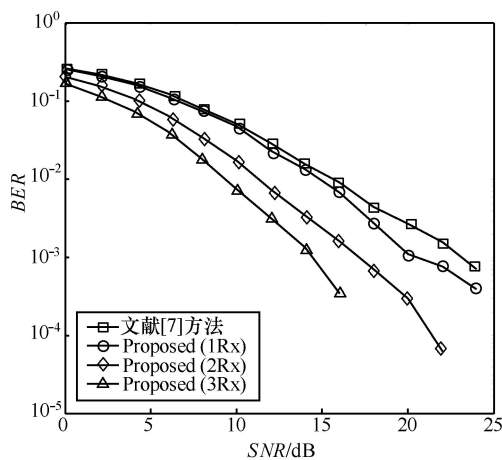


图 5 不同接收天线下的性能比较

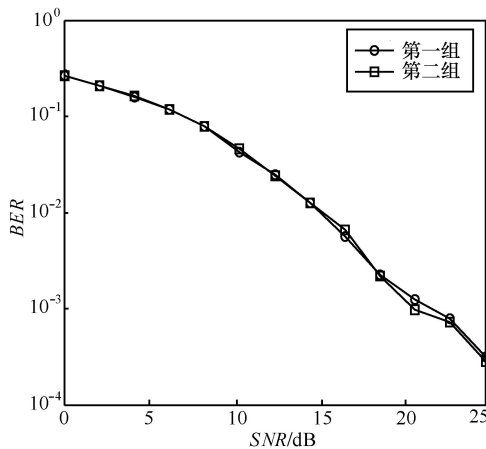


图 6 2 组误码率的比较

6 结束语

本文提出了一种频率选择性衰落信道下 GLSFBC-CDMA-OFDMA 发射方案。该方案只需要 1 根接收天线和简单的线性处理, 就可以消除 SFBC 码组间的干扰和多用户间的干扰, 使得接收机复杂度大大

降低。该方案可以应用于以 MIMO 和 OFDM 为关键物理层技术的 LTE、LTE-Advanced 以及 WiMAX 等无线通信标准的下行链路发射。理论分析和计算机仿真结果也证明了该方案的有效性。

参考文献:

- [1] ZHENG L, TSE D N C. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(5):1073-1096.
- [2] FOSCHINI G J. Layered space-time architecture for wireless communication in fading environment when using multiple antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996, 2(1):41-59.
- [3] WOLNIANSKY P W, FOSCHINI G J, GOLDEN G D. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel[A]. IEEE International Symposium on Signals Systems and Electronics [C]. Pisa, Italy, 1998. 295-300.
- [4] ALAMOUTI S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communication[J]. IEEE Journal Selected Areas in Communication, 1998, 16(8):1451-1458.
- [5] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5):1456-1467.
- [6] TAROKH V, SESHADRI N, 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.
- [7] TAROKH V, NAGUIB A, SESHADRI N. Combined array processing and space-time coding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(4):1121-1128.
- [8] DAI L, SFAR S, LETAIEF K B. An efficient detector for combined space-time coding and layered processing[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(9):1438-1442.
- [9] AGRAWAL D, TAROKH V, NAGUIB A. Space-time coded ofdm for high data-rate wireless communication over wideband channels[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Ottawa, Canada, 1998. 2232-2236.
- [10] GONG Y, LETAIEF K B. Space-frequency-time coded OFDM for broadband wireless communications[A]. IEEE Global Telecommunications Conference [C]. San Antonio, USA, 2001. 519-523.
- [11] STAMOULIS A, LIU Z, GIANNAKIS G B. Space-time block-coded OFDMA with linear precoding for multirate services[J]. IEEE

Transactions on Signal Processing, 2002, 50(1):119-129.

- [12] LIU Z, XIN Y, GIANNAKIS G B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10):2465-2476.
- [13] LEE K F, WILLIAMS D B. A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channel[A]. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop[C]. Cambridge, USA, 2000. 149-152.
- [14] LEE K F, WILLIAMS D B. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems[A]. IEEE Global Telecommunications Conference[C]. San Francisco, USA, 2000. 1473-1477.
- [15] KAISER S. OFDM code-division multiplexing in fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(8): 1266- 1273.
- [16] KILSIK H, LEE K B. OFDM-CDM with V-BLAST detection and its extension to MIMO systems [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Jeju, Korea, 2003. 764-768.
- [17] MATSUI N, MUTOU K, IJIMA S. Weight combining and subchannel allocation to reduce self interference in OFDMA-CDM system[A]. IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing [C]. Victoria, Canada, 2009. 262-267.
- [18] FUWA Y, OKAMOTO E, IWANAMI Y. Resource allocation scheme with proportional fairness for multi-user downlink MIMO- OFDMA-

CDM systems[A]. IEEE International Symposium on Communications and Information Technology[C]. Tokyo, Japan, 2009. 588 -593.

作者简介:



战金龙 (1979-), 男, 山东荣成人, 博士, 西安邮电学院通信与信息工程学院讲师, 主要研究方向为 MIMO、OFDM 技术以及多载波信号识别。



卢建军 (1962-), 男, 山东兖州人, 硕士, 西安邮电学院通信与信息工程学院教授, 主要研究方向为现代移动通信中的信号处理和专用移动通信系统。



卢光跃 (1971-) 男, 河南南阳人, 博士, 西安邮电学院通信与信息工程学院教授, 主要研究方向为现代移动通信中的信号处理。