

# 一种适用于 MU-MIMO SC-FDMA 系统的块级空时分组码

王海明 尤肖虎 江彬 高西奇  
(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

**摘要:** 该文提出一种适用于 MU-MIMO 单载波频分多址接入系统的块级空时分组码。利用这种码的代数性质和一个特殊置换矩阵,在线性最小均方误差准则下,导出了低复杂度多用户检测算法。通过仿真,给出了平均比特差错概率性能。与空频分组码相比,当 SC-FDMA 系统采用分布式子载波映射,块级空时分组码的性能具有优势,并且两者的计算复杂度相当。

**关键词:** 无线通信; 单载波频分多址接入; 多用户 MIMO; 块级空时分组码

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)06-1424-05

## A BL-STBC for MU-MIMO SC-FDMA Systems

Wang Hai-ming You Xiao-hu Jiang Bin Gao Xi-qi

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

**Abstract:** A Block-Level Space-Time Block Code (BL-STBC) is firstly proposed for Multi-User Multiple-Input Multiple-Output Single-Carrier Frequency Division Multiple Access (MU-MIMO SC-FDMA) systems. Next, employing the algebraic properties of the BL-STBC and a particular permutation matrix, a low-complexity algorithm is derived for the multi-user detector. Finally, the average bit error rate is given via simulation. The performance of the BL-STBC is better than the space-frequency block code, with no added complexity, if the distributed sub-carrier mapping is used.

**Key words:** Wireless communications; Single-Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA); Multi-User Multiple-Input Multiple-Output (MU-MIMO); Block-Level Space-Time Block Code (BL-STBC)

### 1 引言

单载波频分多址接入 (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access, SC-FDMA) 技术有利于移动通信系统实现高数据速率上行通信<sup>[1]</sup>。SC-FDMA 兼具单载波和多载波方案的优势,如低峰均比,频率选择性信道中的多用户信号间的正交性,低复杂度均衡器方案。

Alamouti 发送分集方案<sup>[2]</sup>是利用正交设计的空时分组码 (Space-Time Block Code, STBC) 的一个特例<sup>[3]</sup>,在平坦衰落信道中,适用于 2 根发送天线。在文献[4]中,Alamouti 方案被推广到单载波频域均衡系统。文献[5]提出了适用于单载波频域均衡系统的空频分组码 (Space-Frequency Block Code, SFBC)。

在富含多径的无线通信环境中,多入多出 (MIMO) 系统可以获得比单入单出系统更高的系统容量<sup>[6]</sup>。多条调制符号流空分复用到不同的用户设备 (User Equipment, UE),称为多用户 MIMO (Multi-User MIMO, MU-MIMO) 系统。文献[7]

研究了空时分组码正交频分复用系统的多用户结构,并提出了一种性能次优的基于均值的软判决多用户检测算法。文献[8]针对一种应用于频率选择性信道的两路复用的空时分组码系统,提出了根据均衡后的均方误差的大小进行排序的分层检测算法。本文结合 STBC 和 SC-FDMA 两种技术,提出一种适用于 MU-MIMO SC-FDMA 系统的块级空时分组码 (Block-Level STBC, BL-STBC)。SC-FDMA 的子载波映射方式分为分布式 (Distributed Mode, DM) 和局部式 (Localized Mode, LM)<sup>[1]</sup>。采用 DM 映射子载波,SC-FDMA 系统获得额外的频率分集增益,有利于对抗频率选择性衰落<sup>[1]</sup>。添加子载波映射模块后,文献[5]提出的 SFBC 方案也可应用于 MU-MIMO SC-FDMA 系统。如果采用 DM 映射子载波,那么相邻子载波的间距会拉大,从而影响相邻子载波处信道频率响应 (Channel Frequency Response, CFR) 相等的假设,这会破坏 SFBC 的正交性,导致其性能下降。与 SFBC 相比,BL-STBC 假设相邻数据块的信道冲击响应 (Channel Impulse Response, CIR) 相等。

### 2 块级空时分组码

图 1 是  $KM$  个用户的 MU-MIMO SC-FDMA 系统。整个频带被分成  $K$  部分,每部分相同的时频资源被分配给  $M$

2008-05-15 收到, 2008-09-29 改回

国家自然科学基金(60572072, 60621002), 国家 863 计划项目(2006AA01Z264, 2007AA01Z2B4) 和国家博士点基金(20060286016) 资助课题

个用户。这  $M$  个用户视为一个用户簇。为支持 BL-STBC, 每个 UE 都需装备 2 根发送天线。为了抑制干扰信号, 基站接收天线数目必须大于或等于  $M$ 。不失一般性, 假设基站装备  $M$  根接收天线。

如图 1(a)所示, 对于第  $(k, n)$  个用户, 信息比特流依次经过编码器、比特交织器和符号调制器后, 形成长  $L_D$  的数据块, 表示为  $\mathbf{d}_{k,n}^{(p)}$ , 其中,  $k=1,2,\dots,K, n=1,2,\dots,M, p$  是数据块索引且  $p=1,2$ 。接着, 连续 2 个相邻数据块注入 BL-STBC 编码器。在频率选择性信道中, 为获得最大的发送分集, 需要对连续多个数据块而不仅是连续多个调制符号进行空时编码<sup>[4,9]</sup>。随后, 信号送至 SC-FDMA 发送处理单元, 分别经过  $L_D$  点快速傅里叶变换(FFT), 子载波映射和  $L_B$  点快速反傅里叶变换(IFFT), 得

$$\begin{bmatrix} \mathbf{s}_{k,n,1}^{(1)} & \mathbf{s}_{k,n,2}^{(1)} \\ \mathbf{s}_{k,n,1}^{(2)} & \mathbf{s}_{k,n,2}^{(2)} \end{bmatrix} = \left( \mathbf{I}_2 \otimes (\mathbf{Q}^* \mathbf{T}_k \mathbf{F}) \right) \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{k,n}^{(1)} & \mathbf{d}_{k,n}^{(2)} \\ -\mathbf{P} \mathbf{d}_{k,n}^{*(2)} & \mathbf{P} \mathbf{d}_{k,n}^{*(1)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中上标\*表示复共轭,  $\mathbf{P}$  是置换矩阵集合中的一个,  $\mathbf{P}_{L_D}^{(l_D)} \triangleq [\mathbf{e}_{l_D-1} \dots \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_{l_D} \dots \mathbf{e}_{l_D}]$ ,  $\mathbf{e}_k$  表示第  $k$  个元素为 1, 其余元素为 0 的单位列向量,  $\mathbf{F}$  是尺寸为  $L_D$  的归一化离散傅里叶变换(DFT)矩阵, 定义为  $[\mathbf{F}]_{k,l} = \exp(-j2\pi(k-1)(l-1)/L_D)$ ,  $\mathbf{Q}$  是尺寸为  $L_B$  的归一化 DFT 矩阵,  $\mathbf{I}_L$  表示尺寸为  $L \times L$  的单位阵,  $\otimes$  表示 Kronecker 积,  $\mathbf{T}_k$  是用于第  $k$  个用户且尺寸为  $L_B \times L_D$  的子载波映射矩阵。与 SFBC 类

似<sup>[5]</sup>, BL-STBC 的编码过程只需数据搬移和共轭操作。若  $M > 1$ , 则采用 BL-STBC 的 MU-MIMO SC-FDMA 系统可同时获得空间复用与分集增益<sup>[10]</sup>。

此后, 在每个空时编码 SC-FDMA 信号块  $\mathbf{s}_{k,n,\tilde{n}}^{(p)}$  之前, 插入长  $L_C$  的循环前缀(Cyclic Prefix, CP), 其中, 要求  $L_C \geq L-1$  以消除块间干扰,  $\tilde{n}$  是 UE 的发送天线索引,  $\tilde{n}=1,2, L$  是最大可分辨多径数,  $L = \lceil \tau_{MP}/T_s \rceil$ ,  $\lceil x \rceil$  表示上取整,  $\tau_{MP}$  是最大多径时延扩散,  $T_s$  表示发送符号时间间隔。接下来, 信号经过脉冲成形滤波器形成数字基带发送信号。最终, 数字基带信号通过数模转换器(DAC)和两个射频(RF)上变频器, 得到频率为  $F_C$  的射频信号。每个 UE 的信号经由两根天线发送。

### 3 线性最小均方误差检测器

如图 1(b)所示, 基站接收机由两部分组成。一部分是用于所有  $KM$  个用户的公共模块, 包括  $M$  个 RF 下变频器、模数转换器(ADC)、脉冲成形滤波器和  $L_B$  点 FFT。另一部分划分成  $K$  个独立模块。每个模块包括子载波逆映射、复共轭、空时频多用户检测器(Space-Time-Frequency Multi-User Detector, STF-MUD)、 $L_D$  点 IFFT、解映射器、比特解交织器和信道译码器。

假设接收机获得理想同步和理想信道参数, 丢弃 CP 后,

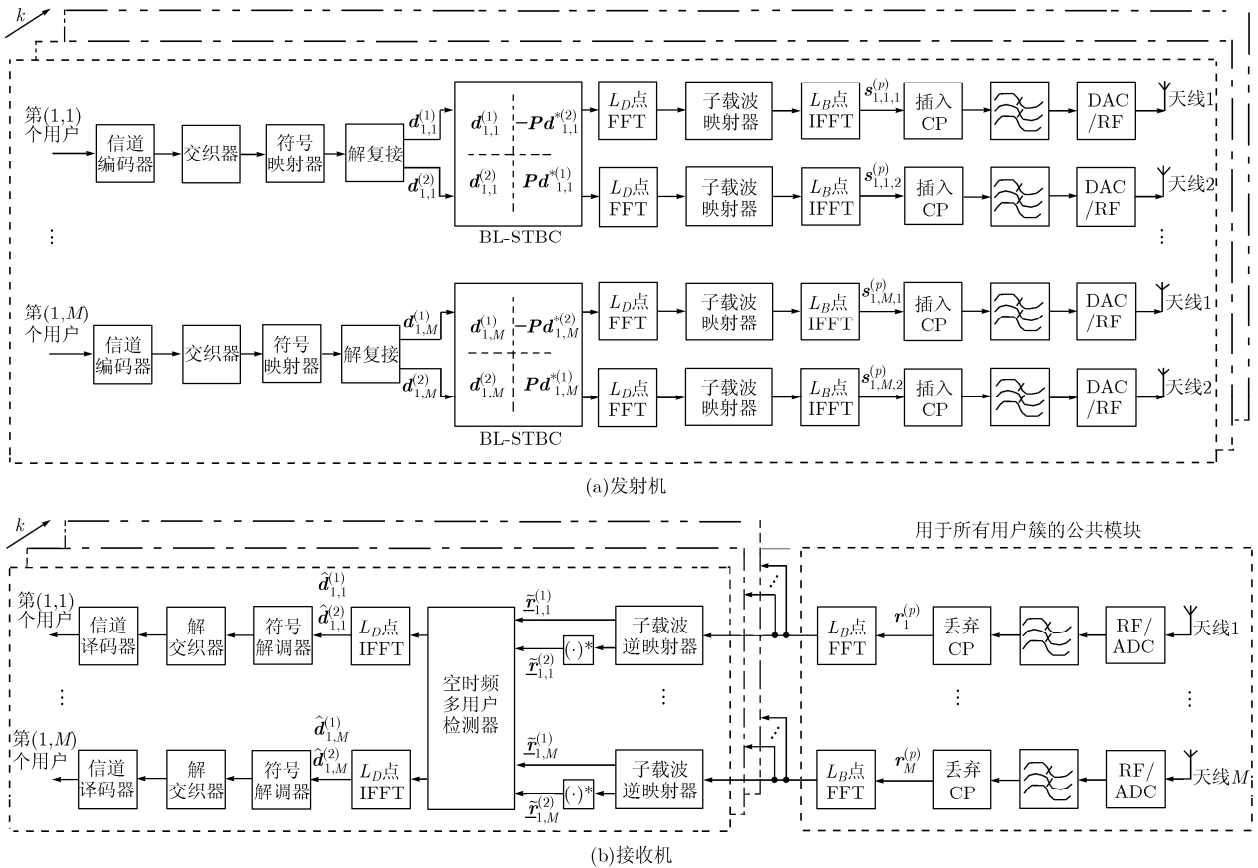


图1 采用 BL-STBC 的 MU-MIMO SC-FDMA 系统框图

接收数据块可表达成

$$\mathbf{r}_m^{(p)} = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^M \sum_{\tilde{n}=1}^2 \mathbf{H}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)} \mathbf{s}_{k,n,\tilde{n}}^{(p)} + \mathbf{z}_m^{(p)}, \quad p = 1, 2 \quad (2)$$

其中  $\mathbf{z}_m^{(p)}$  包含独立同分布的零均值加性白高斯噪声样本, 其协方差矩阵为  $\sigma_z^2 \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{H}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)} = \text{Circ}\{\mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)}; \mathbf{0}_{(L_B-L) \times 1}\}$  是第  $(k, n)$  个用户, 第  $p$  个数据块处, 第  $\tilde{n}$  根发送与第  $m$  根接收天线循环信道矩阵,  $\mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)}$  是长度为  $L$  的 CIR 向量,  $\text{Circ}\{\mathbf{a}\}$  表示为首列为  $\mathbf{a}$  的列循环矩阵。

循环矩阵具备如下性质<sup>[11]</sup>

$$\mathbf{H}_{m,k,n,\tilde{n}}^{\text{H}(p)} = \mathbf{P} \mathbf{H}_{m,k,n,\tilde{n}}^{*(p)} \mathbf{P} \quad (3)$$

$$\mathbf{H}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)} = \mathbf{Q}^* \mathbf{\Lambda}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)} \mathbf{Q} \quad (4)$$

其中上标 H 表示共轭转置,  $\mathbf{\Lambda}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)} = \text{Diag}\{\mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)}\}$ ,  $\mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)} = \sqrt{L_B} \mathbf{Q}[\mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(p)}; \mathbf{0}_{(L_B-L) \times 1}]$ ,  $\text{Diag}\{\cdot\}$  表示对角阵,  $[\mathbf{a}; \mathbf{b}]$  和  $[\mathbf{A}; \mathbf{B}]$  分别表示列向量和相同列数的矩阵沿列进行级联。

假设相邻数据块的 CIR 近似相等, 即

$$\mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(1)} \approx \mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}^{(2)} \triangleq \mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}} \quad (5)$$

根据式(1), 对每根接收天线上的两个空时编码数据块分别进行预处理, 得

$$\tilde{\mathbf{r}}_{m,k}^{(p)} = \begin{cases} \mathbf{F}^* \mathbf{T}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{r}_m^{(p)}, & p = 1 \\ \mathbf{P} (\mathbf{F}^* \mathbf{T}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{r}_m^{(p)})^*, & p = 2 \end{cases} \quad (6)$$

其中上标 T 表示转置。然后, 再利用式(1)-式(5), 对式(6)化简, 得

$$\tilde{\mathbf{r}}_{m,k}^{(p)} = \begin{cases} \sum_{n=1}^M \tilde{\mathbf{H}}_{m,k,n,1} \mathbf{d}_{k,n}^{(1)} + \tilde{\mathbf{H}}_{m,k,n,2} \mathbf{d}_{k,n}^{(2)} + \tilde{\mathbf{z}}_{m,k}^{(1)}, & p = 1 \\ \sum_{n=1}^M \tilde{\mathbf{H}}_{m,k,n,2}^{\text{H}} \mathbf{d}_{k,n}^{(1)} - \tilde{\mathbf{H}}_{m,k,n,1}^{\text{H}} \mathbf{d}_{k,n}^{(2)} + \tilde{\mathbf{z}}_{m,k}^{(2)}, & p = 2 \end{cases} \quad (7)$$

其中  $\tilde{\mathbf{H}}_{m,k,n,\tilde{n}} = \mathbf{F}^* \tilde{\mathbf{\Lambda}}_{m,k,n,\tilde{n}} \mathbf{F}$ ,  $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_{m,k,n,\tilde{n}} = \text{Diag}\{\tilde{\mathbf{h}}_{m,k,n,\tilde{n}}\}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{m,k,n,\tilde{n}} = \mathbf{T}_k^T \mathbf{h}_{m,k,n,\tilde{n}}$ 。对  $M$  根接收天线上的连续两个空时编码数据块沿列进行级联, 得

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}_1^{(1)} \\ \tilde{\mathbf{r}}_1^{(2)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{r}}_M^{(1)} \\ \tilde{\mathbf{r}}_M^{(2)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{1,1,1} & \tilde{\mathbf{H}}_{1,1,2} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{1,M,1} & \tilde{\mathbf{H}}_{1,M,2} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{1,1,2}^{\text{H}} & -\tilde{\mathbf{H}}_{1,1,1}^{\text{H}} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{1,M,2}^{\text{H}} & -\tilde{\mathbf{H}}_{1,M,1}^{\text{H}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_{2,M,1} & \tilde{\mathbf{H}}_{2,M,2} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{M,M,1} & \tilde{\mathbf{H}}_{M,M,2} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{2,M,2}^{\text{H}} & -\tilde{\mathbf{H}}_{2,M,1}^{\text{H}} & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_{M,M,2}^{\text{H}} & -\tilde{\mathbf{H}}_{M,M,1}^{\text{H}} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{H}}} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1^{(1)} \\ \mathbf{d}_1^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{d}_M^{(1)} \\ \mathbf{d}_M^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_1^{(1)} \\ \tilde{\mathbf{z}}_1^{*(2)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{z}}_M^{(1)} \\ \tilde{\mathbf{z}}_M^{*(2)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, 用户簇的索引  $k$  被忽略,  $\tilde{\mathbf{H}}$  的尺寸是  $2ML_D \times 2ML_D$ , 可分割成  $2M \times 2M$  分块矩阵, 每个子矩阵是尺寸  $L_D \times L_D$  的循环矩阵。将式(8)写成更紧凑的矩阵与向量乘积形式,

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (9)$$

假设发送数据块  $\mathbf{d}$  中调制符号的先验概率都为零, 根据线性最小均方误差(LMMSE)准则,  $\mathbf{d}$  的检测输出是

$$\hat{\mathbf{d}} = (\tilde{\mathbf{H}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{H}} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{F}}^* \mathbf{W}^{-1} \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{r}} \quad (10)$$

其中  $\tilde{\mathbf{F}} = \mathbf{I}_{2M} \otimes \mathbf{F}$ ,  $\mathbf{W} = \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{\Lambda}} + \sigma_z^2 \mathbf{I}$ ,  $\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{r}}$ ,  $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{F}}^* \tilde{\mathbf{\Lambda}} \tilde{\mathbf{F}}$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{H}} = \tilde{\mathbf{F}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{\Lambda}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{F}}^{\text{H}}$ ,  $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$  是分块对角阵。因此, 尺寸  $2ML_D \times 2ML_D$  的  $\mathbf{W}^{-1}$  可以转化为更小尺寸  $2M \times 2M$  的矩阵逆。

值得指出, 若  $\mathbf{P} = \mathbf{J}_c \triangleq [\mathbf{e}_1 \mathbf{e}_{L_D} \cdots \mathbf{e}_2]$ , 则<sup>[11]</sup>

$$\mathbf{F} \mathbf{J}_c \mathbf{F} = \mathbf{I} \quad (11)$$

根据式(11),  $\tilde{\mathbf{r}}$  的表达式可简化成

$$\tilde{\mathbf{r}} = (\mathbf{I}_{2M} \otimes \mathbf{T}_k^T) \left[ \mathbf{Q} \mathbf{r}_1^{(1)}, (\mathbf{Q} \mathbf{r}_1^{(2)})^*, \dots, \mathbf{Q} \mathbf{r}_M^{(1)}, (\mathbf{Q} \mathbf{r}_M^{(2)})^* \right] \quad (12)$$

此式表明, 如果 BL-STBC 编码采用置换矩阵  $\mathbf{P} = \mathbf{J}_c$ , 那么, 解码只需  $2M$  个  $L_B$  点 FFT 和抽取操作就可获得  $\tilde{\mathbf{r}}$ 。与 SFBC 相比<sup>[5]</sup>, 获得频域接收信号所需计算量是相同的。

下面推导  $M = 2$  时  $\mathbf{W}^{-1}$  计算表达式。考虑到  $\mathbf{W}$  是 Hermite 阵, 记

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{1,1} & \mathbf{W}_{1,2} \\ \mathbf{W}_{1,2}^{\text{H}} & \mathbf{W}_{2,2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中  $\mathbf{W}_{1,1} = \mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{W}_{1,1}^{(1,1)}$ ,  $\mathbf{W}_{2,2} = \mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{W}_{2,2}^{(1,1)}$ ,  $\mathbf{W}_{n,n}^{(1,1)} = \sum_{m=1}^2 \sum_{\tilde{n}=1}^2 \|\tilde{\mathbf{A}}_{m,n,\tilde{n}}\|^2 + \sigma_z^2 \mathbf{I}$ ,  $n = 1, 2$ ,  $\|\cdot\|$  是 Frobenius 范数,  $\mathbf{W}_{1,2} = [[\mathbf{W}_{1,2}^{(1,1)} \quad \mathbf{W}_{1,2}^{(1,2)}]; [-\mathbf{W}_{1,2}^{\text{H}(1,2)} \quad \mathbf{W}_{1,2}^{\text{H}(1,1)}]]$ ,  $\mathbf{W}_{1,2}^{(1,1)} = \sum_{m=1}^2 \tilde{\mathbf{A}}_{m,1,1}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{A}}_{m,2,1} + \tilde{\mathbf{A}}_{m,2,2}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{A}}_{m,1,2}$ ,  $\mathbf{W}_{1,2}^{(1,2)} = \sum_{m=1}^2 \tilde{\mathbf{A}}_{m,1,1}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{A}}_{m,2,2} - \tilde{\mathbf{A}}_{m,2,1}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{A}}_{m,1,2}$ 。

利用分块矩阵求逆法<sup>[12]</sup>和 Alamouti 形矩阵的正交性质<sup>[9]</sup>, 得  $\mathbf{W}^{-1}$  表达式

$$\mathbf{W}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_4 \otimes \left( \mathbf{W}_{1,1}^{(1,1)} \mathbf{W}_{2,2}^{(1,1)} - \|\mathbf{W}_{1,2}^{(1,1)}\|^2 - \|\mathbf{W}_{1,2}^{(1,2)}\|^2 \right)^{-1} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{2,2} & -\mathbf{W}_{1,2} \\ -\mathbf{W}_{1,2}^{\text{H}} & \mathbf{W}_{1,1} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (14)$$

由于  $\mathbf{W}_{1,1}^{(1,1)}$ ,  $\mathbf{W}_{2,2}^{(1,1)}$ ,  $\|\mathbf{W}_{1,2}^{(1,1)}\|$  和  $\|\mathbf{W}_{1,2}^{(1,2)}\|$  都是实对角阵, 式(14)共需  $L_D$  次实数除法。将式(12), 式(14)和 SFBC 的译码方法比较<sup>[5]</sup>, 本文提出的 STF-MUD 无需付出额外的计算量。另外, 当  $M \geq 3$ , STF-MUD 中  $\mathbf{W}^{-1}$  的计算可利用文献[13]提出的低复杂度求逆算法。

本文采用复数乘法次数(Complex Multiplications, CMs)来估算 STF-MUD 的计算复杂度。对于每个用户簇, DFT 解扩需要  $2M$  个  $L_B$  点 FFT, 求 CFR 需要  $2M^2$  个  $L_D$  点 FFT 与  $2M^2 L$  次 CMs, 另外, 需要  $2M$  个  $L_D$  点 IFFT 用于将频域检测结果返回时域, 然后进行软判决。值得注意, 用于 DFT 解扩的  $2M$  个  $L_B$  点 FFT 可供  $K$  个用户簇共享。对于采用基 2 算法的  $L_D$  点 FFT/IFFT, 通常所需 CMs 是

$(L_D \log_2 L_D)/2$ 。频域实现匹配滤波  $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{r}}$  需 CMs 是  $2ML_D$ 。求  $\mathbf{W}^{-1}$  的 CMs 约为  $L_D M^3$  [13]。概括起来,检测连续两个数据块,共需 CMs 是

$$f_{\text{STF-MUD}}(L_D, L_B, L, M) = (M^2 + M)L_D \log_2 L_D + 2M^2L + (M^3 + 2M^2 + 2M + M \log_2 L_B)L_D \quad (15)$$

将此式与文献[5]中的表1对比,如不考虑求 CFR 的运算量, BL-STBC 与 SFBC 的译码复杂度基本一致。

#### 4 数值结果

本文对比了3种不同情况:(1)采用块级空时分组码,标识为 BL-STBC;(2)采用空频分组码,标识为 SFBC;(3)不采用任何空频或空时分组码,标识为 No SFC/STC。仿真参数如表1所示,而且,假定每个 UE 获得理想功率控制,每个接收天线的平均信噪比相等, MIMO 信道的衰落分布相互独立。接收机在检测时,采用理想信道估计。采用整个数据块长度内时变多径信道抽头的平均值作为理想信道估计值。由于采用 1/2 速率编码和 16 电平正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM),因此,  $E_b/N_0$  [dB] =  $\gamma - 3$  [dB], 其中,  $\gamma$  是每根天线平均接收信噪比。图2给出了车速为 120km/h 和 250km/h 的平均 BER 性能。对比图2中三者的 BER 性能曲线可知,当 BER=10<sup>-6</sup>, BL-STBC 都要比 SFBC 优 0.5dB 以上。而且,当车速为 250km/h,且  $M=4$ , SFBC 的性能甚至差于 No SFC/STC。这说明,对于采用 DM 子载波映射的 MU-MIMO SC-FDMA 系统,相邻数据块 CIR 相等假设比相邻子载波间 CFR 相等假设更为合理。

表1 仿真参数

参数	值	参数	值
载波频率 $F_c$	2.0 GHz	子帧长	0.5 ms
车速 $v$	120, 250km/h	数据块长度 $L_B$	512
多径功率谱	[0, 0, 0, 0] dB	每用户数据块长 $L_D$	64
多径时延谱	[0, 1, 2, 3]/7.68 $\mu$ s	循环前缀长 $L_G$	36
终端天线数	2	用户簇数目 $K$	8
基站天线数	{1, 2, 4}	每簇用户数 $M$	{1, 2, 4}
采样频率	7.68 MHz	Turbo 编码器	(11, 15), 1/2 速率
带宽	5 MHz	内交织器 (Turbo 码)	随机交织器, 尺寸 3584
子载波间隔	15 kHz	Turbo 译码器	Log-MAP 译码, 8 次迭代
子载波映射方式	DM, 子载波间隔为 8	外交织器 (编码块间)	矩阵交织器, 尺寸 320 $\times$ 224
帧长	20 ms	调制方式	16-QAM

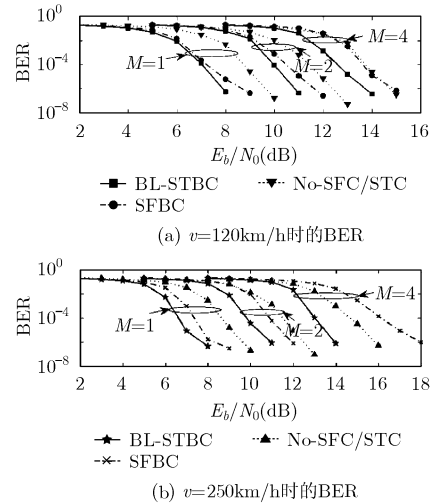


图2 MU-MIMO SC-FDMA 系统的平均 BER 性能对比

#### 5 结束语

本文提出了一种适用于 MU-MIMO SC-FDMA 系统的 BL-STBC。这种空时发送方式应用于 MU-MIMO, 既可取得空分复用增益, 又获得空间分集增益。根据 BL-STBC 的代数性质和特殊置换矩阵  $\mathbf{J}_c$ , 获得了基于 LMMSE 准则的低复杂度 STF-MUD 算法。BL-STBC 的编译码计算量与 SFBC 基本一致。仿真结果表明, 当 MU-MIMO SC-FDMA 系统采用 DM 子载波映射, BL-STBC 的性能要优于 SFBC。

#### 参考文献

- [1] Myung H G, Lim J, and Goodman D J. Single carrier FDMA for uplink wireless transmission [J]. *IEEE Vehic. Tech. Mag.*, 2006, 1(3): 30-38.
  - [2] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1998, 16(8): 1451-1458.
  - [3] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
  - [4] Al-Dhahir N. Single-carrier frequency-domain equalization for space time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2001, 5(7): 304-306.
  - [5] Jang J H, Won H C, and Im G H. Cyclic prefixed single carrier transmission with SFBC over mobile wireless channels [J]. *IEEE Signal Processing Lett.*, 2006, 13(5): 261-264.
  - [6] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. *Wireless Pers. Commun.*, 1998, 6(3): 311-335.
  - [7] 金奕丹, 张峰, 吴伟陵, 贺志强. 空时分组码OFDM系统的上行多用户检测[J]. *电路与系统学报*, 2007, 12(6): 60-63.
- Jin Y D, Zhang F, Wu W L, and He Z Q. Uplink multi-user detection for STBC coded OFDM systems [J]. *Journal of*

- Circuits and Systems*, 2007, 12(6): 60–63.
- [8] 钱轶群, 杨绿溪, 何振亚. 一种高速率单载波空时分组码系统的分层及迭代检测[J]. 电路与系统学报, 2007, 12(4): 142–146. Qian Y Q, Yang L X, and He Z Y. Layered and iterative detection for a high-rate single-carrier space-time block coded system [J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2007, 12(4): 142–146.
- [9] Zhou S and Giannakis G B. Single-carrier space-time block coded transmissions over frequency-selective fading channels [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 2003, 49(1): 164–179.
- [10] Zheng L and Tse D N C. Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 2003, 49(5): 1073–1096.
- [11] Joho M. A systematic approach to adaptive algorithms for multichannel system identification, inverse modeling and blind identification [D]. [Ph.D. dissertation], ETH Zurich, 2000.
- [12] Moon T K and Stirling W C. *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing* [M]. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2000, Chapter 4.
- [13] Wang D M, Gao X Q, and You X H. Low complexity turbo receiver for multi-user STBC block transmission systems [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2006, 5(10): 2625–2632.
- 王海明: 男, 1975年生, 讲师, 博士生, 研究方向为新一代宽带移动通信理论与技术.
- 尤肖虎: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术.
- 江 彬: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为新一代宽带移动通信理论与技术.
- 高西奇: 男, 1967年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术.