STBC 块传输系统中的一种新型分集合并算法

王杰令[①]　刘祖军[①]　田红心[①]　杨　宏[①②]　易克初[①]
[①](西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室　西安　710071)
[②](中国空间技术研究院　北京　100094)

摘　要：该文在二发一收的空时分组码(STBC)单载波块传输系统中，提出一种空时和多径分集合并接收算法。通过基于 STBC 的单载波频域均衡(STBC-SC-FDE)算法得到对发送信号的估计，以此和信道状态信息(CSI)分离接收信号中的各多径分量，对各多径分量分别采用 STBC 合并，最后再将各多径分量的合并输出结果按照最大比(MRC)的方式进行合并，从而实现空时二维 RAKE 接收。该算法在较低的计算复杂度情况下，可以同时获得发射分集和多径分集，Monte Carlo 仿真验证了该算法的性能。

关键词：无线通信；空时分组码；单载波频域均衡；发射分集；最大比合并
中图分类号：TN92　**文献标识码**：A　**文章编号**：1009-5896(2010)08-2010-05
DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00828

A Novel Diversity Algorithm in STBC Block Transmission System

Wang Jie-ling[①]　Liu Zu-jun[①]　Tian Hong-xin[①]　Yang Hong[①②]　Yi Ke-chu[①]
[①](*State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an* 710071, *China*)
[②](*China Academy of Space Technology, Beijing* 100094, *China*)

Abstract: A space-time and multi-path diversity combining algorithm is presented in STBC block transmission system with two transmit antennas and one receive antenna. The primary detection is carried out by STBC-based Single Carrier Frequency Domain Equalizer (STBC-SC-FDE), then the multi-path components in the received signal are separated by the initial solution and channel state information. After all the multi-path components are processed by the STBC combining algorithm, the output branches are combined together using Maximal Ratio Combining (MRC) algorithm in the space-time two dimensional RAKE receiver. The new scheme can achieve transmit and multi-path diversity under low computational complexity, and the performance is evaluated by Monte Carlo simulations.

Key words: Wireless Communication; STBC; SC-FDE; Transmit Diversity; Maximal Ratio Combining (MRC)

1　前言

单载波频域均衡(SC-FDE)技术具有与 OFDM 类似的频带效率和抗多径衰落性能以及计算复杂度，而且 SC-FDE 对频偏不敏感，也没有 OFDM 的高峰值平均功率比(PAPR)，很适合于高速数据传输[1−3]。Alamouti 提出的空时分组码(STBC)能够利用多天线来获得发射分集，接收机只需线性复杂度的处理即可实现最大似然译码，具有良好的抗衰落性能[4,5]。

然而SC-FDE技术无法实现多径的分集合并[2]，结合 STBC 的单载波频域均衡(STBC-SC-FDE)算法[6]可以同时获得多天线的分集增益以及 SC-FDE 的低运算复杂度，在频率选择性衰落信道中可以取得明显优于传统 SC-FDE 算法的性能，因此一经提出便引起了广泛的关注。在 STBC-SC-FDE 的基础上，文献[7]提出了多用户 STBC 系统的联合均衡以及干扰抵消技术，文献[8]提出了频率选择性时变衰落信道的信道估计算法，Wang 等人在文献[9]中将该算法应用到协作通信中，提出一种能提供协作分集的异步协作通信系统。基于 MMSE 准则的 SC-FDE 需要接收机确知信道冲激响应(CIR)以及噪声的方差，而频域的自适应算法[10]可以通过迭代的方式来逼近线性 MMSE 解，Baek[11,12]提出了基于 Givens 旋转的加权 STBC 块自适应均衡算法，具有较高的精确度和较好的稳定性。然而这些算法都是在空时合并之后进行信道均衡，虽然空时合并能够获得分集增益，然而均衡过程会带来信噪比损失[2]，因此只能获得部分分集增益，他们的性能比文献[6]

2009-06-03 收到，2010-05-13 改回
国家自然科学基金(60572148)，国家科技重大专项基金(2009ZX03003-001)和高等学校学科创新引智计划(B08038)资助课题
通信作者：王杰令　jlwang81@163.com

也都没有明显的改进。

本文通过 STBC-SC-FDE 算法的初始检测结果分解接收信号，得到其中的各多径分量。将各多径分量的 STBC 合并输出结果进一步采用最大比(MRC)合并，从而实现空时二维 RAKE 接收，在时域处理算法的基础上，本文还给出了该空时二维 RAKE 接收机的频域匹配滤波器实现方式。由于同时获得了多天线和多径的分集增益，新算法的性能可以明显超过 STBC-SC-FDE。该算法的初始检测采用复杂度较低的频域均衡算法，多径分量的分离过程也只需线性的运算次数，因此整体运算复杂度不高。

2　结合 SC-FDE 的 STBC 算法

在二发一收的 MIMO 系统[6]中，定义 $x_i^{(k)}(n)$ 为第 i 个天线上，第 k 个发射数据块的第 n 个符号，对发射数据按块进行 STBC 编码为

$$\boldsymbol{x}_1^{(k+1)}(n) = -\overline{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}(-n)_N,\ \ \boldsymbol{x}_2^{(k+1)}(n) = \overline{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}(-n)_N,\quad n = 0,1,\cdots,N-1,\ \ k = 0,2,\cdots \tag{1}$$

式中 $\overline{(\bullet)}$ 与 $(\bullet)_N$ 分别表示复共轭和模 N 运算，则根据 DFT 的特性可以得到 $\boldsymbol{X}_1^{(k+1)}(n) = -\overline{\boldsymbol{X}}_2^{(k)}(n)$，$\boldsymbol{X}_2^{(k+1)}(n) = \overline{\boldsymbol{X}}_1^{(k)}(n)$（$n = 0,1,\cdots,N-1$，$k = 0,2,\cdots$），其中 $\boldsymbol{X}_i^{(k)}(n) = \dfrac{1}{\sqrt{N}}\sum_{m=0}^{N-1} x_i^{(k)}(m)e^{-j\frac{2\pi mn}{N}}$。设 CIR 为 $\boldsymbol{h}_{i,k} = [h_{i,k}^0, h_{i,k}^1, \cdots, h_{i,k}^{L-1}]$，其中 L 为 CIR 的长度，则循环前缀(CP)的长度应略大于 L。发射信号的帧格式如图 1 所示。

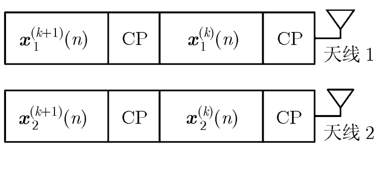

图 1　发射信号帧格式

接收机去掉 CP 后，第 k 和 k+1 个接收数据块为

$$\boldsymbol{y}^{(j)} = \boldsymbol{H}_1^{(j)}x_1^{(j)} + \boldsymbol{H}_2^{(j)}x_2^{(j)} + \boldsymbol{v}^{(j)},\ \ j = k, k+1 \tag{2}$$

其中 $N\times N$ 维矩阵 $\boldsymbol{H}_i^{(j)}$ 为第 j 个数据块时，第 i($i = 1,2$)个发射天线到接收天线的信道传输特性矩阵，这里假设 CIR 在两个相邻的数据块之间不发生明显变化，即 $\boldsymbol{H}_i^{(k+1)} = \boldsymbol{H}_i^{(k)} \stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{H}_i$，所以 $\boldsymbol{H}_i^{(j)}$ 每一行的元素都可由第 1 行元素 $[h_i^0, 0, \cdots, 0, h_i^{L-1}, \cdots, h_i^1]$ 循环移位得到，由于 $\boldsymbol{H}_i^{(j)}$ 为循环矩阵，所以对 $\boldsymbol{y}^{(j)}$ 进行 DFT 变换可得到

$$\boldsymbol{Y}^{(j)} \stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{Q}\boldsymbol{y}^{(j)} \stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{\varLambda}_1^{(j)}\boldsymbol{X}_1^{(j)} + \boldsymbol{\varLambda}_2^{(j)}\boldsymbol{X}_2^{(j)} + \boldsymbol{V}^{(j)},\ \ j = k, k+1 \tag{3}$$

其中 $\boldsymbol{X}_i^{(j)} \stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{Q}x_i^{(j)}$，$\boldsymbol{V}^{(j)} \stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{Q}\boldsymbol{v}^{(j)}$，离散 DFT 矩阵为 $\boldsymbol{Q}(l,k) = \dfrac{1}{\sqrt{N}}\exp\left(-j\dfrac{2\pi lk}{N}\right)$，$0 \le l,k \le N-1$，$\boldsymbol{\varLambda}_i^{(j)}$ 为对角阵，其第 (k,k) 个元素为 CIR 的 DFT 变换的第 k 个系数。很显然 $\boldsymbol{\varLambda}_i^{(k+1)} = \boldsymbol{\varLambda}_i^{(k)} \stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{\varLambda}_i$，则式(3)可改写为

$$\boldsymbol{Y} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} \boldsymbol{Y}^{(k)} \\ \overline{\boldsymbol{Y}}^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varLambda}_1 & \boldsymbol{\varLambda}_2 \\ \boldsymbol{\varLambda}_2^{\mathrm{H}} & -\boldsymbol{\varLambda}_1^{\mathrm{H}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_1^{(k)} \\ \boldsymbol{X}_2^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}^{(k)} \\ \overline{\boldsymbol{V}}^{(k+1)} \end{bmatrix} \stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{\varLambda}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{V} \tag{4}$$

其中，$(\bullet)^{\mathrm{H}}$ 表示复共轭转置，式(4)的左右两边同乘以 $\boldsymbol{\varLambda}^{\mathrm{H}}$ 可得到

$$\widetilde{\boldsymbol{Y}} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} \widetilde{\boldsymbol{Y}}^{(k)} \\ \widetilde{\boldsymbol{Y}}^{(k+1)} \end{bmatrix} = \boldsymbol{\varLambda}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Y} = \begin{bmatrix} \widetilde{\boldsymbol{\varLambda}} & 0 \\ 0 & \widetilde{\boldsymbol{\varLambda}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_1^{(k)} \\ \boldsymbol{X}_2^{(k)} \end{bmatrix} + \widetilde{\boldsymbol{\varLambda}} \tag{5}$$

这里，$N\times N$ 维的对角阵 $\widetilde{\boldsymbol{\varLambda}} \stackrel{\text{def}}{=} \left|\boldsymbol{\varLambda}_1\right|^2 + \left|\boldsymbol{\varLambda}_2\right|^2$。由式(5)可见，$\widetilde{\boldsymbol{Y}}^{(k)}$ 与 $\widetilde{\boldsymbol{Y}}^{(k+1)}$ 对应的均衡器系数是相同的，基于 MMSE 准则的均衡器 $\boldsymbol{W}$ 为 $N\times N$ 维的对角阵，其中第 (i,i) 个元素的值为

$$\boldsymbol{W}(i,i) = \frac{\widetilde{\boldsymbol{\varLambda}}^{\mathrm{H}}(i,i)}{\left|\widetilde{\boldsymbol{\varLambda}}(i,i)\right|^2 + \dfrac{1}{\mathrm{SNR}}} \tag{6}$$

式中 SNR 表示信噪比。将均衡器的输出 $\boldsymbol{W}\cdot\widetilde{\boldsymbol{Y}}^{(k)}$ 和 $\boldsymbol{W}\cdot\widetilde{\boldsymbol{Y}}^{(k+1)}$ 分别 IDFT 变换到时域并判决，即可得到对发送信号 $\boldsymbol{x}_1^{(k)}$ 和 $\boldsymbol{x}_2^{(k)}$ 的估计。该算法在式(5)所示的空时合并过程中得到分集增益，而经过均衡器 $\boldsymbol{W}$ 的处理后会损失 SNR，实际上，STBC-SC-FDE 算法只能获得部分的分集增益。

3　基于 STBC-SC-FDE 的空时多径分集合并算法

3.1　所提出的空时二维 RAKE 接收机

新算法的接收机框图如图 2 所示。

本文在二发一收的 MIMO 系统下研究新算法的性能，对于具有多个接收天线的 MIMO 系统，该算法也同样适用。设由 STBC-SC-FDE 算法得到的对发送信号的估计为 $\hat{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}$ 和 $\hat{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}$，则接收信号中对于第 l 条路径而言，通过其余路径的信号的和 $\hat{\boldsymbol{y}}_l^{(j)}$ 可由 $\hat{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}$、$\hat{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}$ 以及 CIR 按下式构造得到

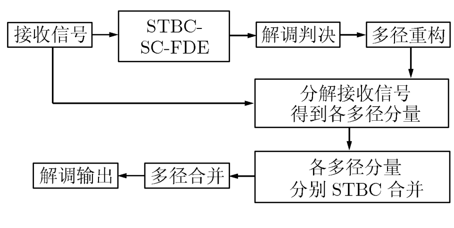

图 2　新算法的接收机框图

$$\hat{\boldsymbol{y}}_l^{(j)}=\left(\boldsymbol{H}_1^{(j)}-h_1^l\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\right)\cdot\hat{\boldsymbol{x}}_1^{(j)}+\left(\boldsymbol{H}_2^{(j)}-h_2^l\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\right)\cdot\hat{\boldsymbol{x}}_2^{(j)},\ \ l=0,1,\cdots,L-1,\ \ j=k,k+1 \tag{7}$$

其中 $N\times N$ 维的循环移位矩阵 $\boldsymbol{A}$ 为 $\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&\cdots&0\\0&0&\ddots&\vdots\\\vdots&&\ddots&1\\1&0&\cdots&0\end{bmatrix}$，从接收信号 $\boldsymbol{y}^{(j)}$ 中减去所构造的多径信号 $\hat{\boldsymbol{y}}_l^{(j)}$，可得到其中第 l 径分量 $\boldsymbol{y}_l^{(j)}=\boldsymbol{y}^{(j)}-\hat{\boldsymbol{y}}_l^{(j)}$ 为

$$\boldsymbol{y}_l^{(j)}=\boldsymbol{H}_1^{(j)}\boldsymbol{x}_1^{(j)}+\boldsymbol{H}_2^{(j)}\boldsymbol{x}_2^{(j)}+\boldsymbol{v}^{(j)}-\left(\boldsymbol{H}_1^{(j)}-\boldsymbol{h}_1^l\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\right)\cdot\boldsymbol{x}_1^{(j)}-\left(\boldsymbol{H}_2^{(j)}-\boldsymbol{h}_2^l\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\right)\cdot\hat{\boldsymbol{x}}_2^{(j)} \tag{8}$$

若初始检测无误差，即 $\hat{\boldsymbol{x}}_i^{(j)}=\boldsymbol{x}_i^{(j)}\,(i=1,2)$，则式(8)可变为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}_l^{(j)}&=\boldsymbol{H}_1^{(j)}\boldsymbol{x}_1^{(j)}+\boldsymbol{H}_2^{(j)}\boldsymbol{x}_2^{(j)}+\boldsymbol{v}^{(j)}-\left(\boldsymbol{H}_1^{(j)}-\boldsymbol{h}_1^l\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\right)\cdot\boldsymbol{x}_1^{(j)}-\left(\boldsymbol{H}_2^{(j)}-\boldsymbol{h}_2^l\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\right)\cdot\boldsymbol{x}_2^{(j)}\\&=\boldsymbol{h}_1^l\boldsymbol{A}^{N-l}\boldsymbol{x}_1^{(j)}+\boldsymbol{h}_2^l\boldsymbol{A}^{N-l}\cdot\boldsymbol{x}_2^{(j)}+\boldsymbol{v}^{(j)},\quad j=k,k+1\end{aligned} \tag{9}$$

然后对式(9)采用 STBC 合并算法得到

$$\left.\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{x}}_{1,l}^{(k)}(n)&=\bar{h}_1^l\cdot\boldsymbol{y}_l^{(k)}(n)+h_2^l\cdot\bar{\boldsymbol{y}}_l^{(k+1)}(-n)_N\\\tilde{\boldsymbol{x}}_{2,l}^{(k)}(n)&=\bar{h}_2^l\cdot\boldsymbol{y}_l^{(k)}(n)-h_1^l\cdot\bar{\boldsymbol{y}}_l^{(k+1)}(-n)_N\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

式中 $\tilde{\boldsymbol{x}}_{i,l}^{(k)}(n)\,(i=1,2)$ 表示第 l 个多径分量的 STBC 合并结果，将 $\boldsymbol{x}_1^{(k+1)}(n)=-\bar{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}(-n)_N$，$\boldsymbol{x}_2^{(k+1)}(n)=\bar{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}(-n)_N$ 代入式(9)，最终式(10)可变为

$$\left.\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{x}}_{1,l}^{(k)}(n)&=\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\cdot\boldsymbol{x}_1^{(k)}(n)+\bar{\boldsymbol{h}}_1^l\cdot\boldsymbol{v}^{(k)}(n)+h_2^l\cdot\bar{\boldsymbol{v}}^{(k+1)}(-n)_N\\\tilde{\boldsymbol{x}}_{2,l}^{(k)}(n)&=\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)\cdot\boldsymbol{A}^{N-l}\cdot\boldsymbol{x}_2^{(k)}(n)+\bar{\boldsymbol{h}}_2^l\cdot\boldsymbol{v}^{(k)}(n)-h_1^l\cdot\bar{\boldsymbol{v}}^{(k+1)}(-n)_N\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

对各多径分量的合并结果 $\tilde{\boldsymbol{x}}_{1,l}^{(k)}(n)$ 和 $\tilde{\boldsymbol{x}}_{2,l}^{(k)}(n)$ 分别同步后，再按照 MRC 的方式[13]合并，经过化简可得到

$$\left.\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}(n)&=\sum_{l=0}^{L-1}\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)\cdot\boldsymbol{A}^l\cdot\tilde{\boldsymbol{x}}_{1,l}^{(k)}(n)\\&=\sum_{l=0}^{L-1}\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)^2\cdot\boldsymbol{x}_1^{(k)}(n)+\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)\cdot\left[\bar{h}_1^l\cdot\boldsymbol{A}^l\cdot\boldsymbol{v}^{(k)}(n)+h_2^l\cdot\boldsymbol{A}^l\cdot\bar{\boldsymbol{v}}^{(k+1)}(-n)_N\right]\\\tilde{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}(n)&=\sum_{l=0}^{L-1}\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)\cdot A^l\cdot\tilde{\boldsymbol{x}}_{2,l}^{(k)}(n)\\&=\sum_{l=0}^{L-1}\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)^2\cdot\boldsymbol{x}_2^{(k)}(n)+\left(\left|h_1^l\right|^2+\left|h_2^l\right|^2\right)\cdot\left[\bar{h}_2^l\cdot\boldsymbol{A}^l\cdot\boldsymbol{v}^{(k)}(n)-h_1^l\cdot\boldsymbol{A}^l\cdot\bar{\boldsymbol{v}}^{(k+1)}(-n)_N\right]\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

对 $\tilde{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}$ 和 $\tilde{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}$ 解调判决，即可得到对发送信号 $\boldsymbol{x}_1^{(k)}$ 和 $\boldsymbol{x}_2^{(k)}$ 的最终解调结果。式(12)的结论是在初始检测 STBC-SC-FDE 无误的假设前提下得到的，这时可以将信道的频率选择性衰落转化为平坦衰落，但是在初始检测理想的假设在实际检测过程中很难实现，因此最终合并结果中包含初始检测误差的影响。

3.2 二维 RAKE 接收机的匹配滤波实现

为了降低算法的计算复杂度，本文提出一种基于匹配滤波的二维 RAKE 接收算法，该算法仍然需要先通过 STBC-SC-FDE 技术得到初始检测结果。匹配滤波实现算法的处理过程与 3.1 节不同，这里接收信号经过式(5)处理后再变换回时域，得到等效的时域接收信号为

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{y}}=\begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}\\\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k+1)}\end{bmatrix}&=\boldsymbol{Q}^{\rm H}\cdot\widetilde{\boldsymbol{Y}}=\boldsymbol{Q}^{\rm H}\cdot\begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{\Lambda}}&0\\0&\tilde{\boldsymbol{\Lambda}}\end{bmatrix}\cdot\boldsymbol{Q}\cdot\boldsymbol{Q}^{\rm H}\cdot\begin{bmatrix}\boldsymbol{X}_1^{(k)}\\\boldsymbol{X}_2^{(k)}\end{bmatrix}+\boldsymbol{Q}^{\rm H}\cdot\tilde{\boldsymbol{\Lambda}}\\&=\boldsymbol{Q}^{\rm H}\cdot\begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{\Lambda}}&0\\0&\tilde{\boldsymbol{\Lambda}}\end{bmatrix}\cdot\boldsymbol{Q}\cdot\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}_1^{(k)}\\\boldsymbol{x}_2^{(k)}\end{bmatrix}+\tilde{\boldsymbol{v}}\\&=\begin{bmatrix}\widetilde{\boldsymbol{H}}\cdot\boldsymbol{x}_1^{(k)}\\\widetilde{\boldsymbol{H}}\cdot\boldsymbol{x}_2^{(k)}\end{bmatrix}+\tilde{\boldsymbol{v}}\end{aligned} \tag{13}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}=\widetilde{\boldsymbol{H}}\cdot\boldsymbol{x}_1^{(k)}$，$\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k+1)}=\widetilde{\boldsymbol{H}}\cdot\boldsymbol{x}_2^{(k)}$ 分别表示第 k，k+1 个等效的时域接收信号向量，而 $\widetilde{\boldsymbol{H}}=\boldsymbol{Q}^{\rm H}\cdot\tilde{\boldsymbol{\Lambda}}\cdot\boldsymbol{Q}$ 则表示 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(j)}$ 经历的等效信道传输特性矩阵。

从 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(j)}\,(j=k,k+1)$ 的表达形式可见，向量 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(j)}$ 只与一个发射天线的第 k 个发射信号向量有关，即发射数据向量的相互间干扰在 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(j)}$ 中已经消除，因此可以对 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}$ 与 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k+1)}$ 分别独立进行同样的处理，分别得到发射信号向量 $\boldsymbol{x}_1^{(k)}$ 与 $\boldsymbol{x}_2^{(k)}$ 的解调结果，为了表示方便，以下算法讨论针对 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}$ 进行，对 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k+1)}$ 也采用相同的方式处理。

这里仍然以 $\hat{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}$ 和 $\hat{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}$ 作为 STBC-SC-FDE 算法得到的对发送信号的初始估计，并假设初始检测无误差来推导该算法的性能，即 $\hat{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}=\boldsymbol{x}_1^{(k)}$，$\hat{\boldsymbol{x}}_2^{(k)}=\boldsymbol{x}_2^{(k)}$。先定义一个对角线矩阵 $\widetilde{\boldsymbol{H}}_i$，它只包含 $\widetilde{\boldsymbol{H}}$ 中第 i 条($i=0,1,\cdots,L-1$)对角线的元素，则对于通过信道第 i 条路径的信号来说，由 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}$ 和 $\widetilde{\boldsymbol{H}}_i$ 可得到其 ISI 信号矩阵 $\boldsymbol{\Phi}_i$ 为

$$\boldsymbol{\Phi}_i=\left(\widetilde{\boldsymbol{H}}-\widetilde{\boldsymbol{H}}_i\right)\cdot\hat{\boldsymbol{x}}_1^{(k)}=\left(\widetilde{\boldsymbol{H}}-\widetilde{\boldsymbol{H}}_i\right)\cdot\boldsymbol{x}_1^{(k)} \tag{14}$$

然后将构造的 ISI 信号矩阵从接收信号中抵消，得到通过信道第 i 条路径的信号为

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{y}}_i^{(k)}&=\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}-\boldsymbol{\Phi}_i=\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}-\left(\widetilde{\boldsymbol{H}}-\widetilde{\boldsymbol{H}}_i\right)\cdot\boldsymbol{x}_1^{(k)}\\&=\widetilde{\boldsymbol{H}}_i\cdot\boldsymbol{x}_1^{(k)}+\tilde{\boldsymbol{v}}^{(k)}\end{aligned} \tag{15}$$

按照式(14)，式(15)的方法依次分解出接收信号 $\tilde{\boldsymbol{y}}^{(k)}$ 中的各条多径分量，最后按照下式进行同步以及最大比合并

$$\boldsymbol{\Psi}^{(k)} = \sum_{i=0}^{L-1} \boldsymbol{A}^{i} \cdot \left(\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i}^{\mathrm{H}} \cdot \tilde{\boldsymbol{y}}_{i}^{(k)} \right) \tag{16}$$

其中 $\widetilde{\boldsymbol{H}}_{i}^{\mathrm{H}} \cdot \tilde{\boldsymbol{y}}_{i}^{(k)}$ 表示对多径分量 $\tilde{\boldsymbol{y}}_{i}^{(k)}$ 进行信道匹配滤波，而左乘矩阵 $\boldsymbol{A}^{i}$ 的作用则是完成同步，很容易验证上述信道匹配滤波算法可以取得与 3.1 节算法取得完全相同的分集增益，而匹配滤波算法的计算复杂度明显降低。

本文算法在推导过程中普遍采用了初始检测理想这一假设，因此得到的结论是该算法所能达到的理论性能界，在下一节，我们通过计算机仿真验证了新算法与传统算法相比所能取得的实际检测性能。

4　仿真结果与分析

对本文的算法在 SUI-4 无线通信信道下进行了 Monte Carlo 仿真试验，信号采用 QPSK 调制，符号速率为 1 Mbps，数据块长度为 64，CIR 的长度为 5 个符号，因此采用 6 个符号长度的 CP 来消除数据块间干扰。

误码率特性对比仿真结果如图 3 所示，图中横坐标表示信噪比，纵坐标表示误码率，“STBC-SC-FDE”和“STBC-SC-FDE-MRC”分别表示 STBC-SC-FDE 算法与本文的新算法。从图中可见，STBC-SC-FDE 算法由于可以得到 STBC 的部分发射分集增益，性能明显优于普通的 SC-FDE 算法，而本文提出的新算法可以同时获得多天线和多径的分集增益，从而可以取得比 STBC-SC-FDE 算法更优的性能，当误码率在10^{-4}数量级时，新算法可比后者取得将近 2 dB 的信噪比增益。

5　结束语

本文在 STBC-SC-FDE 算法的基础上提出了一种新算法，在非扩频通信系统中实现了空时二维 RAKE 接收，能够同时获得多天线和多径的分集增益，有效提高了检测性能。

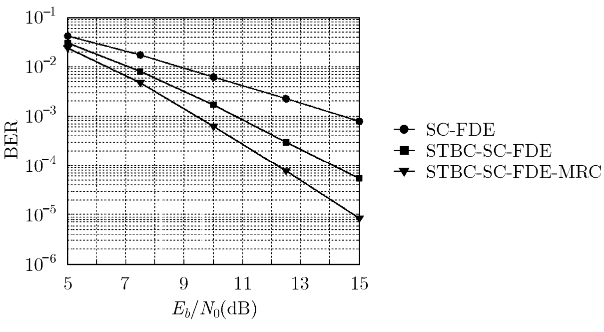

图 3 误码率特性曲线比较

参 考 文 献

[1] Wang N and Blostein S D. Comparison of CP-based single carrier and OFDM with power allocation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(3): 391–394.

[2] Wang Y, Liang Y, and Leon W S. Frequency domain equalization and interference cancellation for TD-SCDMA downlink in fast time-varying environments[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(1): 648–653.

[3] Liang Y C, Leon W S, Zeng Y H, and Xu C L. Design of cyclic delay diversity for single carrier cyclic prefix (SCCP) transmissions with Block-Iterative GDFE (BI-GDFE) receiver [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(2): 677–684.

[4] 敖君, 敖发良, 廖桂生. 满速率串行级连空时分组 MTCM 编码方法研究[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(1): 91–95.
Ao Jun, Ao Fa-liang, and Liao Gui-sheng. A new design for concatenated space-time block code M-TCM[J]. *Journal of Elcetronics & Information Technology*, 2009, 31(1): 91–95.

[5] 季彦呈, 高洋, 葛建华. 无线网络中的一种异步差分空时协作方案[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(1): 74–79.
Ji Yan-cheng, Gao Yang, and Ge Jian-hua. Asynchronous differential space-time cooperative communications in wireless networks[J]. *Journal of Xidian University*, 2009, 36(1): 74–79.

[6] Al-Dhahir N. Single-carrier frequency-domain equalization for space–time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2003, 5(7): 304–306.

[7] Younis W M, Sayed A H, and Al-Dhahir N. Efficient adaptive receivers for joint equalization and interference cancellation in multiuser space-time block-coded systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2849–2862.

[8] Morelli M, Sanguinetti L, and Mengali U. Channel estimation for adaptive frequency-domain equalization [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(11): 2508–2518.

[9] Wang Dong and Fu Sheng-li. Asynchronous cooperative communications with STBC coded single carrier block transmission [C]. IEEE GLOBECOM 2007: IEEE press, NewYork, USA, 2007: 2987–2991.

[10] Coon J, Armour S, Beach M, and Geehan J M. Adaptive frequency-domain equalization for single-carrier multiple-input multiple-output wireless transmissions [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(8): 3247–3256.

[11] Baek J S and Seo J S. A weighted STBC-block adaptive

frequency domain equalization for single-carrier systems in frequency-selective time-varying channels [C]. proceedings of WCNC 2007: IEEE press. Tokyo, Japan, 2007: 1456–1461.

[12] Baek J S and Seo J S. Efficient design of block adaptive equalization and diversity combining for space-time block-coded single-carrier systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(7): 2603–2611.

[13] Choi W and Andrews J G. Improved performance analysis for maximal ratio combining in asynchronous CDMA channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(9): 3297–3305.

王杰令： 男，1981 年生，讲师，研究方向为通信信号处理、卫星通信、深空通信.

刘祖军： 男，1976 年生，副教授，研究方向为移动通信、通信信号处理、电力线通信.

田红心： 男，1968 年生，副教授，研究方向为通信信号处理、超宽带通信、卫星通信.

杨 宏： 男，1963 年生，教授，研究员，博士生导师，研究方向为载人飞行、卫星通信、深空通信.

易克初： 男，1943 年生，教授，博士生导师，研究方向为通信信号处理、卫星通信.