

## 基于块空时分组编码 DFT-S-OFDM 虚拟 MIMO 传输方案

刘海涛 王勇 李冬霞

(中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室 天津 300300)

**摘要:** 该文提出了一种基于块空时分组编码的 DFT-S-OFDM 上行链路虚拟 MIMO 传输方案, 并给出一种低复杂度的虚拟 MIMO 系统接收机检测算法。仿真研究表明: 基于块空时分组编码的 DFT-S-OFDM 虚拟 MIMO 传输方案可保持原 DFT-S-OFDM 系统低峰均比的特性, 显著降低虚拟 MIMO 系统接收机检测门限, 提高上行链路虚拟 MIMO 系统传输可靠性。

**关键词:** 块空时分组编码; DFT-S-OFDM; 峰均比; 虚拟 MIMO

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)05-1183-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00556

## A Virtual MIMO Transmission Scheme Based on DFT-S-OFDM with Block Space-Time Block Coding

Liu Hai-tao Wang Yong Li Dong-xia

(Tianjin Key Lab for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

**Abstract:** A virtual MIMO transmission scheme based on Discrete Fourier Transform Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DFT-S-OFDM) with Block-Space-Time Block Coding (B-STBC) is proposed and a lower complexity detection algorithm for the virtual MIMO system is also presented in this paper. Simulation results show that the proposed scheme can keep the same Peak to Average Power Ratio (PAPR) characteristic as the original DFT-S-OFDM system and reduce the detection threshold of virtual MIMO system, which can improve the transmission reliability in the uplink virtual MIMO system.

**Key words:** Block STBC; DFT-S-OFDM; PAPR; Virtual MIMO

### 1 引言

为满足用户对宽带移动通信的需求, 3GPP于2004年启动LTE研究项目<sup>[1]</sup>。在下行链路传输中, 基本传输方案为正交频分复用(OFDM)结合多天线(MIMO), 多址方式为正交频分多址(OFDMA); 在上行链路传输中, 考虑到正交频分复用的峰均比较高, 且用户终端发射功率受限, 因此上行链路没有选择正交频分复用, 而采用单载波频分复用(SC-FDMA), 该方案的频域实现称为DFT-S-OFDM<sup>[2,3]</sup>; 另外考虑到用户终端体积受限, 上行链路传输也没有采用多天线发射技术, 上行链路的标准天线配置为 $1 \times 2$ 。2008年3GPP为满足IMT-Advanced上行链路6.75b/s/Hz峰值频谱效率的要求<sup>[4]</sup>, 进一步启动面向第4代移动通信系统的LTE-Advanced项目<sup>[5]</sup>, 目前3GPP已达成共识在LTE-Advanced上行链路将采用多天线传输技术<sup>[6,7]</sup>。

在3GPP RAN1 #47会议上, 阿尔卡特提出基

于空时(STBC)/空频(SFBC)分组编码的 DFT-S-OFDM 上行链路发射分集方案<sup>[6]</sup>, 该传输方案可获得满发射分集增益<sup>[8]</sup>, 但发射信号破坏了原 DFT-S-OFDM 系统低峰均比特性; 在 RAN1 #47bits 会议上, 阿尔卡特-朗讯又提出一种基于块空时分组编码(B-STBC)的 DFT-S-OFDM 传输方案<sup>[7]</sup>, 该方案不仅可保持发射信号的低峰均比特性, 同时通过块空时分组编码使得接收机获得满发射分集增益。

在阿尔卡特-朗讯块空时分组编码传输方案<sup>[7]</sup>基础上, 本文提出一种基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 传输方案, 并针对该传输方案推导给出一种低复杂度的虚拟 MIMO 检测算法; 与块空时分组编码传输方案相比, 本方案可显著提高上行链路传输的频谱效率; 与单天线虚拟 MIMO 系统<sup>[9,10]</sup>相比, 本方案可充分利用块空时分组编码提供发射分集增益, 显著降低虚拟 MIMO 系统接收机检测门限, 提高上行链路传输的可靠性。

### 2 基于块空时分组编码的虚拟MIMO系统

#### 2.1 块空时分组编码的DFT-S-OFDM虚拟MIMO发射机

图1显示基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 系

2009-04-14 收到, 2009-09-28 改回

天津市自然科学基金(09JCYBJC00600)和中国民航大学科研启动基金(06QD09X)资助课题

通信作者: 刘海涛 htliucauc@gmail.com

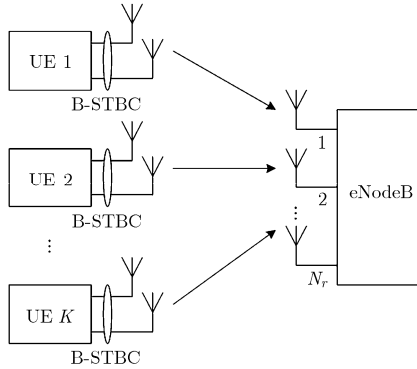


图 1 基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 系统 ( $2K \times N_r$ )

统。上行链路虚拟 MIMO 系统包含  $K$  个用户终端，每个用户终端以块空时分组编码两天线发射分集方式工作，且  $K$  个用户终端在基站调度下使用相同时频资源发射信息，接收机使用  $N_r$  个接收天线， $K$  个用户终端的  $2K$  个发射天线与基站  $N_r$  个接收天线一起构成  $2K \times N_r$  的虚拟 MIMO 系统。在实际系统中，考虑到虚拟 MIMO 系统用户终端较多时，接收机检测复杂度极高，因此通常仅考虑由两个用户终端构成的虚拟 MIMO 系统。由于虚拟 MIMO 系统各个用户终端发射原理相同，以下仅以第 1 个用户终端为例来说明虚拟 MIMO 系统发射机的工作原理。

图 2 显示给出基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 系统发射机。信源输出比特序列经信道编码后送入调制器，调制器输出的第  $k$  个调制符号分组记为  $\mathbf{x}_k = [x_k(0), x_k(1), \dots, x_k(i), \dots, x_k(N-1)]^T$ ，其中  $x_k(i)$  代表第  $k$  个调制符号分组  $\mathbf{x}_k$  的第  $i$  个调制符号，调制符号的分组长度  $N$  与基站分配的子信道数相同， $\mathbf{x}_k$  经  $N$  点 DFT 处理后表示为  $\mathbf{X}_k = [X_k(0), X_k(1), \dots, X_k(j), \dots, X_k(N-1)]^T$ ， $\mathbf{X}_k$  与  $\mathbf{x}_k$  为离散傅里叶变换关系：

$$X_k(j) = \sum_{i=0}^{N-1} x_k(i) \cdot e^{-j2\pi ij/N}, j = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

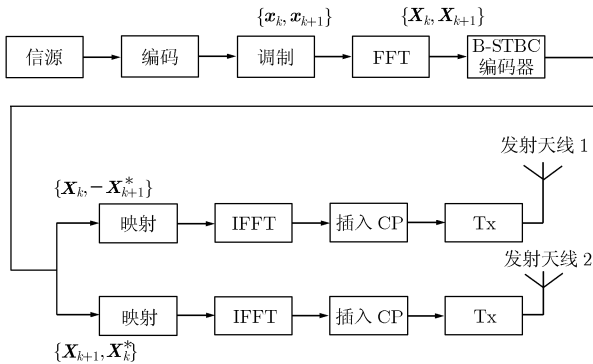


图 2 基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 系统发射机

DFT 处理后的两个连续分组  $\{\mathbf{X}_k, \mathbf{X}_{k+1}\}$  同时送入块空时分组编码器(B-STBC)进行发射分集处理，编码后信号矢量  $\{\mathbf{X}_k, -\mathbf{X}_{k+1}^*\}$  送入第 1 个发射支路， $\{\mathbf{X}_{k+1}, \mathbf{X}_k^*\}$  送入第 2 发射支路； $\{\mathbf{X}_k, -\mathbf{X}_{k+1}^*\}$  与  $\{\mathbf{X}_{k+1}, \mathbf{X}_k^*\}$  通过映射器映射到基站分配的  $N$  个连续子信道  $\{l|l = 0, \dots, N-1\}$ ；映射器输出信号经  $L$  点 IFFT 变换，然后插入循环前缀，经 D/A 转换，送入中频及射频处理，最后发射信号送入两个天线发射。虚拟 MIMO 系统第 2 个用户终端的第  $k$  及  $k+1$  个调制符号分组记为  $\{\mathbf{c}_k, \mathbf{c}_{k+1}\}$ ，经 DFT 处理信号矢量表示为  $\{\mathbf{C}_k, \mathbf{C}_{k+1}\}$ ，经过块空时分组编码后两支路发射信号为  $\{\mathbf{C}_k, -\mathbf{C}_{k+1}^*\}$  与  $\{\mathbf{C}_{k+1}, \mathbf{C}_k^*\}$ 。

### 2.2 块空时分组编码的 DFT-S-OFDM 虚拟 MIMO 接收机

图 3 给出基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 接收机，为方便叙述，基站接收机使用两副接收天线，本传输方案可方便推广到接收机天线数为  $1/4/6/8$  的情况。在基站接收机中，来自天线的信号经射频、中频及采样处理后送入基带数字处理单元，接收信号在移除循环前缀后，进行  $L$  点 FFT 变换，解映射器从  $\{l|l = 0, \dots, N-1\}$  个子信道接收信号，第  $k$  时刻第 1 个接收天线第  $l$  个子信道接收信号  $Y_k^{(1)}(l)$  表示为

$$Y_k^{(1)}(l) = H_{1,1}(l)X_k(l) + H_{2,1}(l)X_{k+1}(l) + G_{1,1}(l)C_k(l) + G_{2,1}(l)C_{k+1}(l) + N_k^{(1)}(l) \quad (2)$$

其中， $H_{m,n}(l)$  与  $G_{m,n}(l)$  代表第  $k$  时刻第 1 个与第 2 个用户第  $m$  个发射天线到基站第  $n$  个接收天线的第  $l$  个子信道的频率响应， $X_k(l)$  与  $C_k(l)$  代表  $k$  时刻第 1 个与第 2 个用户终端第  $l$  个子信道传输信号， $N_k^{(1)}(l)$  代表  $k$  时刻第 1 接收天线第  $l$  个子信道输入

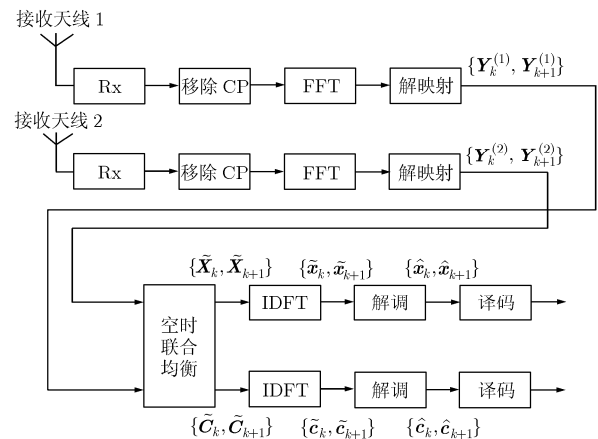


图 3 基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 接收机

复高斯白噪声信号。假设第  $k$  及第  $k+1$  时刻各个子信道的频率响应保持恒定不变, 可得到  $k+1$  时刻第 1 个接收天线第  $l$  个子信道接收信号  $Y_{k+1}^{(1)}(l)$ ,  $k$  时刻与  $k+1$  时刻第 2 个接收天线第  $l$  个子信道接收信号  $Y_k^{(2)}(l)$  和  $Y_{k+1}^{(2)}(l)$ :

$$Y_{k+1}^{(1)}(l) = -H_{1,1}(l)X_{k+1}^*(l) + H_{2,1}(l)X_k^*(l) - G_{1,1}(l)C_{k+1}^*(l) + G_{2,1}(l)C_k^*(l) + N_{k+1}^{(1)}(l) \quad (3)$$

$$Y_k^{(2)}(l) = H_{1,2}(l)X_k(l) + H_{2,2}(l)X_{k+1}(l) + G_{1,2}(l)C_k(l) + G_{2,2}(l)C_{k+1}(l) + N_k^{(2)}(l) \quad (4)$$

$$Y_{k+1}^{(2)}(l) = -H_{1,2}(l)X_{k+1}^*(l) + H_{2,2}(l)X_k^*(l) - G_{1,2}(l)C_{k+1}^*(l) + G_{2,2}(l)C_k^*(l) + N_{k+1}^{(2)}(l) \quad (5)$$

式(4)-式(7)进一步表示为矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_k^{(1)} \\ \mathbf{Y}_{k+1}^{(1)*} \\ \mathbf{Y}_k^{(2)} \\ \mathbf{Y}_{k+1}^{(2)*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{2,1} & \mathbf{G}_{1,1} & \mathbf{G}_{2,1} \\ \mathbf{H}_{2,1}^* & -\mathbf{H}_{1,1}^* & \mathbf{G}_{2,1}^* & -\mathbf{G}_{1,1}^* \\ \mathbf{H}_{1,2} & \mathbf{H}_{2,2} & \mathbf{G}_{1,2} & \mathbf{G}_{2,2} \\ \mathbf{H}_{2,2}^* & -\mathbf{H}_{1,2}^* & \mathbf{G}_{2,2}^* & -\mathbf{G}_{1,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_k \\ \mathbf{X}_{k+1} \\ \mathbf{C}_k \\ \mathbf{C}_{k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_k^{(1)} \\ \mathbf{N}_{k+1}^{(1)*} \\ \mathbf{N}_k^{(2)} \\ \mathbf{N}_{k+1}^{(2)*} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中  $\mathbf{Y}_k^{(n)}$  代表  $k$  时刻第  $n$  个接收天线  $N$  个子信道接收信号矢量,  $\mathbf{H}_{m,n} = \text{diag}(H_{m,n}(1), H_{m,n}(2), \dots, H_{m,n}(l), \dots, H_{m,n}(N))$  代表  $k$  时刻第 1 个用户终端第  $m$  个发射天线到基站第  $n$  个接收天线的频率响应矩阵,  $\mathbf{G}_{m,n} = \text{diag}(G_{m,n}(1), G_{m,n}(2), \dots, G_{m,n}(l), \dots, G_{m,n}(N))$  代表  $k$  时刻第 2 个用户终端第  $m$  个发射天线到基站第  $n$  个接收天线的频率响应矩阵,  $\mathbf{N}_k^{(n)}$  代表第  $k$  时刻第  $n$  个接收天线  $N$  个子信道输入的复高斯白噪声矢量。

对于式(6)给出的接收信号模型, 基站接收机可直接使用线性迫零或最小均方误差检测算法来得到两个用户终端发射信号矢量的估计值, 但考虑到基站分配的子信道数较多时, 式(6)中信道传输矩阵的维数很大( $4N \times 4N$ ), 直接使用矩阵求逆方法进行信号检测运算复杂度极高, 以下给出一种低复杂度虚拟 MIMO 检测算法。式(6)进一步表示成分块矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{(1)} \\ \mathbf{Y}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1,1} & \mathbf{A}_{1,2} \\ \mathbf{A}_{2,1} & \mathbf{A}_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}^{(1)} \\ \mathbf{N}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中  $\mathbf{Y}^{(1)} = [\mathbf{Y}_k^{(1)} \quad \mathbf{Y}_{k+1}^{(1)*}]^T$ ,  $\mathbf{Y}^{(2)} = [\mathbf{Y}_k^{(2)} \quad \mathbf{Y}_{k+1}^{(2)*}]^T$ ,  $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_k \quad \mathbf{X}_{k+1}]^T$ ,  $\mathbf{C} = [\mathbf{C}_k \quad \mathbf{C}_{k+1}]^T$ 。利用信道矩阵的类 Alamouti 特性<sup>[11]</sup>, 引入两用户线性迫零矩阵为

$$\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2N} & -\mathbf{A}_{1,2}\mathbf{A}_{2,2}^{-1} \\ -\mathbf{A}_{2,1}\mathbf{A}_{1,1}^{-1} & \mathbf{I}_{2N} \end{bmatrix} \quad (8)$$

并构造修正接收信号矢量为

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \Phi \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{(1)} \\ \mathbf{Y}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1,1} - \mathbf{A}_{1,2}\mathbf{A}_{2,2}^{-1}\mathbf{A}_{2,1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{2,2} - \mathbf{A}_{2,1}\mathbf{A}_{1,1}^{-1}\mathbf{A}_{1,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{N}}_1 \\ \tilde{\mathbf{N}}_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(9)进一步表示为

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}_1 \\ \tilde{\mathbf{Y}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{N}}_1 \\ \tilde{\mathbf{N}}_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中  $\Sigma = \mathbf{A}_{1,1} - \mathbf{A}_{1,2}\mathbf{A}_{2,2}^{-1}\mathbf{A}_{2,1}$ ,  $\Delta = \mathbf{A}_{2,2} - \mathbf{A}_{2,1}\mathbf{A}_{1,1}^{-1}\mathbf{A}_{1,2}$ ,  $\tilde{\mathbf{Y}} = [\tilde{\mathbf{Y}}_1 \quad \tilde{\mathbf{Y}}_2]^T$ 。式(10)进一步化简为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_1 = \Sigma \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{N}}_1 \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_2 = \Delta \mathbf{C} + \tilde{\mathbf{N}}_2 \quad (12)$$

再次利用矩阵  $\Sigma$  及  $\Delta$  的类 Alamouti 特性<sup>[11]</sup>, 式(11), 式(12)按照以下方式处理:

$$\tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_1 = \Sigma^H \tilde{\mathbf{Y}}_1 = \Sigma^H \Sigma \mathbf{X} + \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_1 \quad (13)$$

$$\tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_2 = \Delta^H \tilde{\mathbf{Y}}_2 = \Delta^H \Delta \mathbf{C} + \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_2 \quad (14)$$

并利用  $\Sigma^H \Sigma = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} \end{bmatrix}$  及  $\Delta^H \Delta = \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix}$  为对角

阵。式(13)及式(14)化简为

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{1,1} &= \mathbf{A} \mathbf{X}_k + \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{1,1} \\ \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{1,2} &= \mathbf{A} \mathbf{X}_{k+1} + \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{1,2} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{2,1} &= \mathbf{B} \mathbf{C}_k + \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{2,1} \\ \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{2,2} &= \mathbf{B} \mathbf{C}_{k+1} + \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{2,2} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

其中  $\tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_1 = [\tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{1,1}^T, \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{1,2}^T]^T$ ,  $\tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_2 = [\tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{2,1}^T, \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{2,2}^T]^T$ ,  $\tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_1 =$

$[\tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{1,1}^T, \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{1,2}^T]^T$ ,  $\tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_2 = [\tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{2,1}^T, \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{2,2}^T]^T$ , 再利用  $\mathbf{A}$  及  $\mathbf{B}$  的对角矩阵特性, 可方便得到  $\{\mathbf{X}_k, \mathbf{X}_{k+1}\}$  及  $\{\mathbf{C}_k, \mathbf{C}_{k+1}\}$

的估计为

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}}_k &= \mathbf{A}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{1,1} = \mathbf{X}_k + \mathbf{A}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{1,1} \\ \tilde{\mathbf{X}}_{k+1} &= \mathbf{A}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{1,2} = \mathbf{X}_{k+1} + \mathbf{A}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{1,2} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{C}}_k &= \mathbf{B}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{2,1} = \mathbf{C}_k + \mathbf{B}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{2,1} \\ \tilde{\mathbf{C}}_{k+1} &= \mathbf{B}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{Y}}}_{2,2} = \mathbf{C}_{k+1} + \mathbf{B}^{-1} \tilde{\tilde{\mathbf{N}}}_{2,2} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$\{\tilde{\mathbf{X}}_k, \tilde{\mathbf{X}}_{k+1}\}$  及  $\{\tilde{\mathbf{C}}_k, \tilde{\mathbf{C}}_{k+1}\}$  进行  $N$  点的 IDFT 运算得到  $\{\tilde{\mathbf{x}}_k, \tilde{\mathbf{x}}_{k+1}\}$  及  $\{\tilde{\mathbf{c}}_k, \tilde{\mathbf{c}}_{k+1}\}$ , 最后分别对  $\{\tilde{\mathbf{x}}_k, \tilde{\mathbf{x}}_{k+1}\}$  及  $\{\tilde{\mathbf{c}}_k, \tilde{\mathbf{c}}_{k+1}\}$  每分量进行最大似然检测可得到发射符号矢量  $\{\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{k+1}\}$  及  $\{\mathbf{c}_k, \mathbf{c}_{k+1}\}$  的估计值  $\{\hat{\mathbf{x}}_k, \hat{\mathbf{x}}_{k+1}\}$  及  $\{\hat{\mathbf{c}}_k, \hat{\mathbf{c}}_{k+1}\}$ 。

### 3 检测复杂度及仿真结果

本节首先分析比较直接迫零检测与本论文提出检测算法检测的复杂度；随后仿真研究了块空时分组编码 DFT-S-OFDM 传输方案的峰均比特性，最后给出了虚拟 MIMO 系统的比特差错性能。表 1 显示给出仿真环境设置。

表 1 仿真参数

参数	取值	参数	取值
信道模型	TU1	用户资源	10 资源块
移动速度	3 km/h	用户数目	2
调制方式	QPSK, 16QAM	用户分配子信道数	120
载波频率	2 GHz	天线配置	1×2, 2×2
IFFT 点数 $L$	2048 点	信道编码/估计	无/理想
循环前缀长度	144	均衡器	ZF

#### 3.1 检测算法复杂度

表 2 显示给出了直接利用式(6)线性迫零检测算法与本论文提出算法的运算复杂度。比较表明本论文提出检测算法的运算复杂度仅是直接迫零算法复杂度的一半。

表 2 检测算法复杂度

算法	乘法次数	加法次数
ZF 算法	$128N^3+16N^2$	$64N^3-4N^2$
本文算法	$50N^3+20N^2$	$24N^3+8N^2-6N$

#### 3.2 峰均比特性

图 4 显示给出 QPSK 调制下 DFT-S-OFDM,

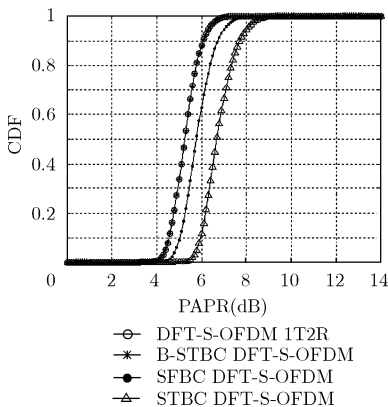


图 4 不同传输方案的峰均比(QPSK 调制)

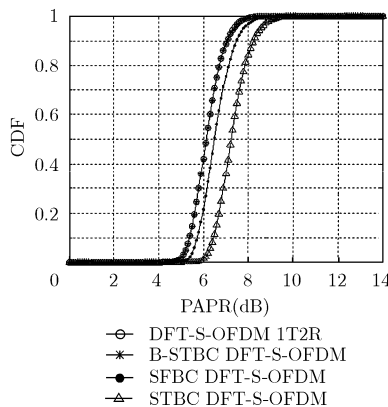


图 5 不同传输方案的峰均比(16QAM 调制)

基于 B-STBC 的 DFT-S-OFDM, 基于 SFBC 与 STBC 编码的 DFT-S-OFDM 系统峰均比特性。除 STBC 编码的 DFT-S-OFDM 系统以外其它所有传输方案第 1 发射支路峰均比保持相同, 因此图 4 及图 5 仅给出第 2 发射支路的峰均比特性。曲线观察表明: 基于 B-STBC 编码的 DFT-S-OFDM 与单天线 DFT-S-OFDM 系统的峰均比完全相同, 而基于 STBC 及 SFBC 编码的 DFT-S-OFDM 将破坏 DFT-S-OFDM 系统低峰均比特性。此外, 图 5 显示给出 16QAM 调制不同传输方案的峰均比特性, 观测得到结论与图 4 完全一致。

#### 3.3 比特差错性能

图 6 给出单天线 DFT-S-OFDM(1×2), 基于单天线的虚拟 MIMO(2×2)及基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 系统(4×2)的比特差错性能。曲线比较表明: 在 BER=10<sup>-4</sup>时, 基于单天线虚拟 MIMO 系统需要 7 dB 信噪比才可使上行链路频谱效率提高 1 倍; 而基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 系统仅需要 2~2.5 dB 就可使得上行链路频谱效率提高 1 倍, 与单天线虚拟 MIMO 系统相比, 基于块空时分组编码的虚拟 MIMO 接收机检测门限降低 4 dB。

### 4 结束语

本文提出了一种基于块空时分组编码的 DFT-S-OFDM 虚拟 MIMO 传输方案, 并针对该传输方案推导给出了一种低复杂度的虚拟 MIMO 检测算法; 与块空时分组编码的 DFT-S-OFDM 传输方案相比, 本方案可显著提高上行链路的频谱效率; 与单天线虚拟 MIMO 相比, 本方案可显著降低虚拟 MIMO 系统的检测门限, 提高上行链路虚拟 MIMO 系统传输的可靠性; 本传输方案可应用于 LTE-Advanced 系统。

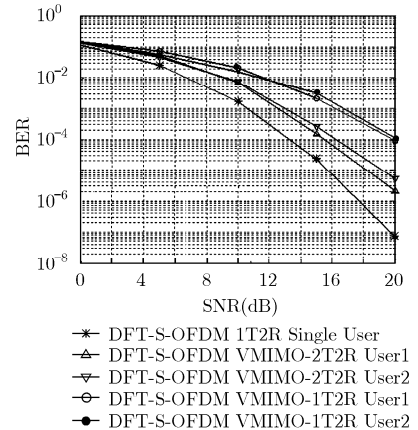


图 6 虚拟 MIMO 系统比特差错性能(QPSK 调制)

## 参 考 文 献

- [1] 3GPP TSG-RAN, TR 25.814, Physical layer aspects for evolved UTRA [S]. Version 7.1.0, 2006-09.
- [2] Sorger U, De Broeck I, and Schnell M. Interleaved FDMA—A new spread spectrum multiple-access scheme [C]. Proc. IEEE ICC 98, Atlanta, GA, 1998: 1013–1017.
- [3] Myung H G, Lim J, and Goodman J. Single carrier FDMA for uplink wireless transmission [J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2006, 1(3): 30–38.
- [4] ITU-R SG5/60. Draft new Report ITU-RM: Requirements related to technical system performance for IMT-Advanced radio Interface(s) [R]. 2008.
- [5] 3GPP TSG-RAN, TR 36.913, Requirement for further advancement for E-UTRA, (LTE Advanced) [S]. 2008.
- [6] Alcatel, R1-063178, ST/SF Coding and mapping schemes of the SC-FDMA in E-UTRA uplink [S]. 3GPP TSG RAN WG1 #47, Riga, Latvia, November 6–10, 2006.
- [7] Alcatel-Lucent, R1-070174, Performance evaluation of SC-FDMA with STBC in E-UTRA Uplink [S]. 3GPP TSG RAN WG1 #47bis, Sorrento, Italy, January 15–19, 2007.
- [8] Ciocchina C, Castelain D, and Mottier D, *et al.*. A novel space-frequency coding scheme for single carrier modulations [C]. IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium 2007, (PIMRC 2007). Yvette, France, 2007: 1–5.
- [9] Nortel, R1-051422, UL virtual MIMO system level performance evaluation for E-UTRA [S]. 3GPP RAN #41, Seoul, Korea, November 7–11, 2005.
- [10] Motorola, R1-062074, Link simulation results for uplink virtual MIMO [S]. 3GPP TSG RAN1#46, Tallinn, Estonia, Aug. 2006.
- [11] Sayed A H, Younis W H, and Tarighat A. An invariant matrix structure in multi-antenna communications [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2006, 12(11): 749–752.

刘海涛: 男, 1966年生, 博士, 副研究员, 从事宽带移动通信及航空移动通信方面的研究.

王 勇: 男, 1985年生, 硕士生, 从事宽带移动通信方面的研究.

李冬霞: 女, 1971年生, 博士, 副教授, 从事宽带移动通信及数据网络通信方面的研究.