

## MIMO-OFDM 系统的 GFDFR 空频编码分组方法及其检测

徐 信<sup>①②</sup> 蔡跃明<sup>①</sup> 宋志群<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

<sup>②</sup>(中国电子科技集团公司第 54 研究所 石家庄 050081)

**摘 要:** 该文提出了一种可应用于具有保护虚载波和“直流”虚载波的多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统的分组满集满速率(GFDFR)空频编码分组方法,并给出了适合 GFDFR 空时(频)编码系统的混合概率数据关联与球形译码(PDA-SD)硬判决检测算法和基于硬判决检测结果的邻域搜索软输出检测算法。在此基础上提出了一种基于硬判决检测结果的一维邻域搜索软输出检测算法,有效降低了运算复杂度。仿真结果表明,提出的 GFDFR 空频编码分组方法对保护虚载波数目不敏感,具有较好的鲁棒性和实用价值,相应的硬、软判决检测算法均获得了较好的性能。

**关键词:** 多输入多输出; 正交频分复用; 满集满速率; 球形译码; 概率数据关联

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)03-0684-05

## A Subcarrier Grouping Approach and Detection for MIMO-OFDM Systems with GFDFR Space-Frequency Coding

Xu Xin<sup>①②</sup> Cai Yue-ming<sup>①</sup> Song Zhi-qun<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

<sup>②</sup>(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** In this paper, a subcarrier grouping approach for Group-wise Full-Diversity Full-Rate (GFDFR) coded MIMO-OFDM systems with virtual and DC subcarriers is proposed. A PDA-SD hard detection algorithm and a neighbor searching soft detection algorithm, which all have low complexities, are presented to decode the GFDFR code. A one-dimensional neighbor searching detection algorithm, which is based on the hard detection algorithm and can effectively reduce the detection complexity, is proposed. Simulation results show that the subcarrier grouping approach is robust and insensitive to the numbers of virtual and DC subcarriers and all the detection algorithms have better bit-error rate performance.

**Key words:** MIMO; OFDM; FDFR; Sphere Decoding (SD); Probability Data Association (PDA)

### 1 引言

目前, MIMO 设计的目标已经较多地将目光投向同时获得空间复用增益和空间分集增益的满集满速率(FDFR)空时(频)编码技术<sup>[1,2]</sup>。Ma 等人提出的线性复数域(LCF)编码<sup>[2]</sup>是一种适用于任意数目发送和接收天线的 FDFR 空时编码方案,它在达到全分集的同时克服了传统正交空时码的频谱效率下降问题,但译码复杂度较高,不利于高速译码器的设计与实现。

为了实现高码率、高分集度和低运算复杂度的折衷,文献[3]将 V-BLAST 和分组空时编码相结合,提出了分组 STBC(GSTBC)系统方案,达到了分集和码率之间的较好折衷,但仍存在频谱利用率损失的缺点。文献[4]将 GSTBC 结

构推广到 GFDFR,在不降低系统分集度的情况下保证了信息的全码率传输,但没有研究低复杂度的软硬判决检测问题。文献[2]指出子载波数目较多的 OFDM 系统的 FDFR 空频编码可以通过分组方式进行,但没有考虑虚载波位置的影响,且没有研究低复杂度的检测和软检测问题等。

本文对 GFDFR 空时(频)编码系统中 FDFR 空时(频)编码方法及其检测技术进行了研究,在文献[5]的基础上提出了一种基于硬判决 MIMO 检测结果的一维搜索软输出检测方法;给出了一种 MIMO-OFDM GFDFR 系统的 FDFR 空频编码分组方案,仿真比较了虚载波数目对编码性能的影响;给出了一种混合概率数据关联(PDA)与 SD 检测的硬判决 MIMO 检测算法<sup>[6]</sup>,并在此基础上研究了文献[7]中基于硬判决检测结果的邻域搜索软输出检测器在 MIMO-OFDM GFDFR 系统中的性能。

论文后续部分组织如下:第 2 节给出了 GFDFR 空时(频)编码系统的编码方案及系统结构;第 3 节讨论了混合 PDA

2007-02-01 收到, 2008-12-22 改回

江苏省自然科学基金(BK2006002, BK2007002)和国家自然科学基金(60672079)资助课题

与 SD 检测算法; 第 4 节给出了一种基于硬判决检测结果的邻域搜索软输出检测算法; 提出了一种一维搜索软输出检测方法; 第 5 节给出了相关仿真结果; 最后是简要结论。

## 2 GFDFR 空时(频)编码系统的编码方案及系统结构

### 2.1 平坦衰落信道的 GFDFR 空时编码方案及系统结构

平坦衰落信道的 GFDFR 空时编码系统结构示意图如图 1 所示(不包括图 1 中的虚线框部分, 映射器为空时映射器)。假定 MIMO 系统有  $N = KN_t$  根发送天线,  $M (M \geq N)$  根接收天线。为降低编译码复杂度, 将发送天线分成  $K$  组, 每组有  $N_t$  根发送天线(每组为一个子系统), 相应地, 将信道编码器和调制器输出的发送信息符号流  $\mathbf{s}$  也分成  $K$  组, 表示为  $\{s^1, s^2, \dots, s^k, \dots, s^K\}$ 。为简单起见, 每组的编码块大小取为  $N_t^2$ 。对每组数据进行独立的 LCF 编码和空时映射, 产生的码字由不同的天线发送。

假定 MIMO 信道为准静态、独立同分布的平坦瑞利衰落信道, 且在一个编码块内保持不变。由图 1 可以看出, FDFR 编码器由两部分构成: 第 1 部分是 LCF 编码器, 第 2 部分是空时映射器。由于每组数据的编码块大小为  $N_t^2$ , 且每组有  $N_t$  层, 因此数据  $s^k$  在时间上共“疏散”  $P = N_t$  个符号, 空间上有  $N_t$  层, 记每层数据为  $\{s_g^k\}_{g=1}^{N_t}$ ; 相应地,  $u^k$  在时间上也“疏散”  $P = N_t$  个符号, 空间上有  $N_t$  层, 每层记为  $\{u_g^k\}_{g=1}^{N_t}$ 。LCF 编码器用以完成  $\{s_g^k\}_{g=1}^{N_t}$  到  $\{u_g^k\}_{g=1}^{N_t}$  的编码, 其中第  $g$  层的编码关系为  $u_g^k = \Theta_g^k s_g^k$ ,  $\Theta_g^k$  的元素取自复数域以实现 LCF 编码。空时映射器的任务是完成  $\{u_g^k\}_{g=1}^{N_t}$  在空、时两个维度的“交织”编码, 会同 LCF 编码器共同完成 FDFR 编码目标。式(1)是文献[2]构造的一种空时映射关系。

$$\mathbf{C}^k = [\mathbf{c}^k(1), \dots, \mathbf{c}^k(P)] = \begin{bmatrix} u_1^k(1) & u_{N_t}^k(2) & \dots & u_2^k(N_t) \\ u_2^k(1) & u_1^k(2) & \dots & u_3^k(N_t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{N_t}^k(1) & u_{N_t-1}^k(2) & \dots & u_1^k(N_t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

→ time  
↓ space

假定接收机理想同步, 各组使用相同的 FDFR 编码。接收机接收  $P = N_t$  个符号矢量后矢量化为一个接收信号矢量

$\mathbf{y} = [\mathbf{y}^T(1), \dots, \mathbf{y}^T(N_t)]^T$ , 则 GFDFR 系统的输入输出关系可以写为

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(N_t) \end{bmatrix} = (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}_1) \begin{bmatrix} \mathbf{c}^1(1) \\ \vdots \\ \mathbf{c}^1(N_t) \end{bmatrix} + \dots + (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}_K) \begin{bmatrix} \mathbf{c}^K(1) \\ \vdots \\ \mathbf{c}^K(N_t) \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中  $\mathbf{y}(i) \in \mathcal{C}^{M \times 1}$  表示第  $i$  个符号时刻接收机接收到的符号矢量,  $\mathbf{H}_k \in \mathcal{C}^{M \times N_t}$  表示第  $k$  组发送天线到接收天线的等效信道矩阵,  $\mathbf{C}^k = [\mathbf{c}^k(1), \dots, \mathbf{c}^k(P)]$  的第  $n$  列可以表示为

$$\mathbf{c}^k(n) = [(\mathbf{P}_n \mathbf{D}_\beta) \otimes \boldsymbol{\theta}_n^T] \mathbf{s}^k \quad (3)$$

$\boldsymbol{\theta}_n^T$  表示  $\boldsymbol{\Theta}$  的第  $n$  行;  $\mathbf{P}_n$  为交换矩阵,  $\mathbf{D}_\beta$  为对角矩阵, 分别定义为

$$\mathbf{P}_n \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_{n-1} \\ \mathbf{I}_{N_t-n+1} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_\beta \triangleq \text{diag}[1, \beta, \dots, \beta^{N_t-1}] \quad (4)$$

若定义  $\mathcal{H} \triangleq [\mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{H}_K]$ ,  $\mathbf{U}$  矩阵  $\boldsymbol{\Phi} \triangleq \begin{bmatrix} (\mathbf{P}_1 \mathbf{D}_\beta) \otimes \boldsymbol{\theta}_1^T \\ \vdots \\ (\mathbf{P}_{N_t} \mathbf{D}_\beta) \otimes \boldsymbol{\theta}_{N_t}^T \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}^1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}^K \end{bmatrix} = [s_1^1, \dots, s_{N_t^2}^1, \dots, s_1^K, \dots, s_{N_t^2}^K]^T$ , 并

且定义  $\mathcal{H}_{\text{GFDFR}} \triangleq \mathcal{H}(\mathbf{I}_K \otimes \boldsymbol{\Phi})$ , 则式(2)可以重写为式(5)所示的 MIMO 输入输出关系式:

$$\mathbf{y} = \mathcal{H}(\mathbf{I}_K \otimes \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathcal{H}_{\text{GFDFR}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5)$$

假定接收机可以进行理想的信道估计, 则对式(5)所示的传输关系, 可采用各种传统的 ML 类 MIMO 检测方法来译码。

### 2.2 频率选择性衰落信道的 GFDFR 空频编码方案及系统结构

假定 MIMO 信道的有效阶数为  $L$ , MIMO-OFDM 系统有  $N_c$  个子载波; 频率选择性衰落信道的 GFDFR 系统也有  $K$  个子组(子系统), 每个子组有  $N_t$  根发射天线。不同于平坦衰落信道 GFDFR 系统的空时映射, 这里采用空频映射, 映射完毕后进行  $N_c$  点的 IFFT, 加 CP 等。频率选择性衰落信道的 GFDFR 系统结构示意图如图 1 所示(包括虚线框部分)。

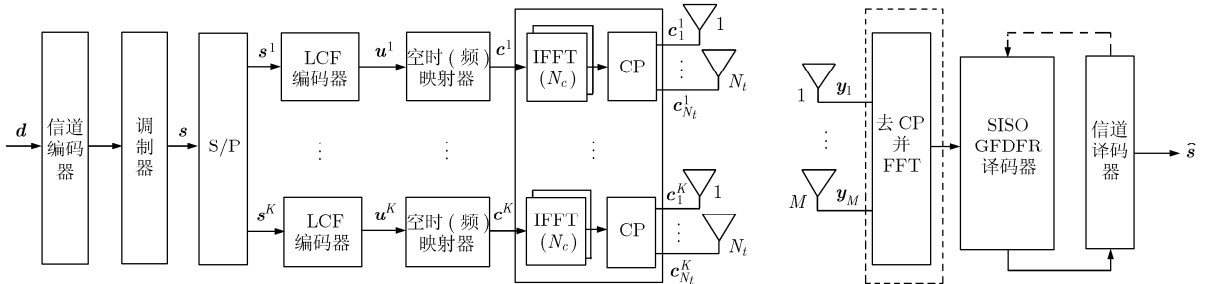


图 1 GFDFR 系统结构示意图

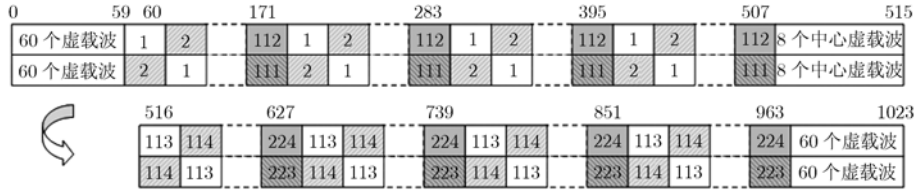


图 2 MIMO-OFDM 系统的 FDFR 编码分组方法

一般来说, OFDM 系统的子载波数  $N_c$  都比较大。为了降低译码复杂度, 通常将  $N_c$  个子载波分为  $N_g$  个分组, 每个分组有  $N_{sub}$  个子载波, 以  $N_{sub}$  作为 FDFR 编码的频域“疏散”长度。为了达到满频率分集效果, 要求最小的  $N_{sub}$  要等于  $N_t(L+1)$ 。对于每一分组, 可以合理设计  $N_{sub} \times N_{sub}$  的 LCF 编码器  $\Theta_{sub}$  使得可以得到满分集增益。  $N_{sub} > N_t(L+1)$  时, 不会提供额外的分集度。

为了获得最大的编码增益, 要求第  $g$  个子组的数据按下列方式排列<sup>[8]</sup>

$$\mathbf{s}_g = [s_g, s_{g+N_g}, \dots, s_{g+(N_{sub}-1)N_g}]^T \quad (6)$$

这种排列方式可以将编码后的发送符号分配到低信道相关度的子载波上。

对于具有保护虚载波和中心“直流”虚载波的 MIMO-OFDM 系统, 无法像式(6)一样进行分组 FDFR 编码。这里提出了一种 FDFR 编码分组方法, 编码简单并且可以获得良好的译码性能。具体分组方法是: 将有效数据子载波以“直流”虚载波为界分为两大组, 每一大组按式(6)所示方式进行分组编码。图 2 给出了子载波数目为  $N_c = 1024$ , 每组发射天线数为  $N_t = 2$  的 MIMO-OFDM 系统在  $L = 1$  和  $P = N_t(L+1) = 4$  时的 FDFR 编码分组方法, 共有  $N_g = 224$  组。

与平坦衰落信道类似, 考虑  $K$  个子组中的一组, 则接收机接收到一个子组中的  $N_{sub}$  个符号矢量后矢量化为一个接收信号矢量  $\mathbf{y} = [\mathbf{y}^T(1), \dots, \mathbf{y}^T(N_{sub})]^T$ , 此时 GFDFR 系统的输入输出关系可写为

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(N_{sub}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(1) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_1(N_{sub}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}^1(1) \\ \vdots \\ \mathbf{c}^1(N_{sub}) \end{bmatrix} + \dots + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_K(1) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}_K(N_{sub}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}^K(1) \\ \vdots \\ \mathbf{c}^K(N_{sub}) \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{H}_k(i) \in \mathbb{C}^{M \times N_t}$  表示第  $i$  个符号时刻第  $k$  组发送天线到接收天线的等效信道矩阵。与式(3)类似, 编码后的发送矢量  $[\mathbf{c}^k(1), \dots, \mathbf{c}^k(N_{sub})]^T = \Phi \mathbf{s}^k$ 。

同理, 可以将式(7)重写为式(8)所示的 MIMO 输入输出关系式<sup>[2,8]</sup>:

$$\mathbf{y} = \mathcal{H}(\mathbf{I}_K \otimes \Phi) \mathbf{s} + \mathbf{w} = \mathcal{H}_{GFDFR} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (8)$$

同样可以采用各种传统的 ML 类 MIMO 检测方法译码。

### 3 适合 GFDFR 空时(频)编码系统的混合 PDA-SD 硬判决检测器

SD 类检测算法具有接近 ML 的检测性能, 但运算复杂度高, 不适合在 FDFR 类系统中使用; PDA 检测器的运算复杂度与检测维数呈多项式关系, 但性能劣于 SD。若将两者结合起来, 会取得复杂度和性能的较好折衷。混合 PDA-SD 硬判决检测器的思路是先使用 PDA 检测算法以较低运算复杂度和较高正确检测概率检测出部分用户层的数据, 剩余用户层的数据则使用 SD 检测算法进行检测, 这样既降低了运算复杂度, 又获得了较好的性能。

由于篇幅限制, 这里不再对混合 PDA-SD 硬判决检测算法进行介绍, 详细算法请参阅<sup>[6]</sup>。

### 4 GFDFR 空时(频)编码系统的软输出检测器

GFDFR 空时(频)编码系统的收发信机结构示意图如图 3 所示, 上半部分为发射机结构示意图, 下半部分为迭代接收机示意图。迭代接收机由软 GFDFR 检测器和信道译码器两部分组成, 中间由交织器和解交织器予以分离。其中的软 GFDFR 检测器可以是软输出 GFDFR 检测器(此时没有图 3 中信道译码器至软 GFDFR 检测器的反馈支路), 也可以是软输入软输出 GFDFR 检测器。

#### 4.1 基于硬判决球形译码的软输出 MIMO 检测器

下面介绍文献[7]提出的一种基于硬判决球形译码(HSD)的二维邻域搜索软 MIMO 检测器:

对于  $N$  根发射天线、 $M$  根接收天线构成的 MIMO 系统:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (9)$$

其中  $\mathbf{s}$  取自势为  $|\mathcal{Q}|$  的星座集合  $\mathcal{Q}$ 。假定  $\mathbf{s}$  中的每一个元素  $s_i$  由  $M_c \times 1$  的二进制矢量  $\mathbf{b}^{(i)}$  (元素为  $\pm 1$ ) 映射而成, 并且令  $M_c N \times 1$  的矢量  $\mathbf{b} = [(\mathbf{b}^{(1)})^T, (\mathbf{b}^{(2)})^T, \dots, (\mathbf{b}^{(N)})^T]^T$  代表  $\mathbf{s}$ , 则在

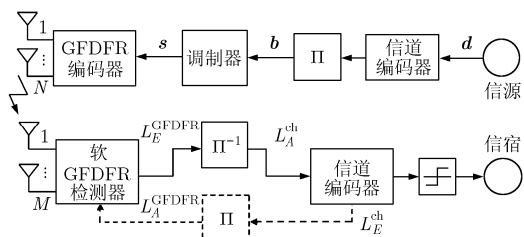


图 3 GFDFR 系统的收发信机结构示意图

$\{b_k\}_{k=1}^{M_c N}$  统计独立和加性白高斯噪声情况下, 根据贝叶斯定理和 max-log 近似,  $b_k$  的外信息可以表示为

$$L_E^{\text{GFDFR}}(b_k | \mathbf{y}) = \left(\frac{1}{2}\right) \min_{b \in \mathcal{B}_{k-1}} \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 - \mathbf{s}^T \mathbf{L}_A^{\text{GFDFR}} \right\} - \left(\frac{1}{2}\right) \min_{b \in \mathcal{B}_{k+1}} \left\{ \frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 - \mathbf{s}^T \mathbf{L}_A^{\text{GFDFR}} \right\} - L_A^{\text{GFDFR}}(b_k) \quad (10)$$

其中  $\sigma^2$  是实噪声方差,  $L_A^{\text{GFDFR}}(b_k)$  表示  $b_k$  的先验信息,  $\mathbf{L}_A^{\text{GFDFR}} = [L_A^{\text{GFDFR}}(b_1), \dots, L_A^{\text{GFDFR}}(b_{M_c N})]^T$ ,  $\mathcal{B}_{k+1} = \{b | b_k = +1\}$ ,  $\mathcal{B}_{k-1} = \{b | b_k = -1\}$ 。

在进行软 MIMO 检测器和信道译码器之间的大迭代时, 对于 BPSK 和 QPSK 调制, 可以使得  $\mathbf{b} = \mathbf{s}$ , 此时可以将式(10)中的  $-\mathbf{s}^T \mathbf{L}_A^{\text{GFDFR}}$  项纳入求解 ML 检测的最优化问题一并考虑。若  $\mathbf{H}^\dagger$  存在, 则可以由下式计算出  $\bar{\mathbf{y}}$ :

$$2\mathbf{H}^\dagger \bar{\mathbf{y}} = \sigma^2 \mathbf{L}_A^{\text{GFDFR}} \quad (11)$$

将  $\mathbf{L}_A^{\text{GFDFR}}$  用  $\bar{\mathbf{y}}$  代替并利用  $\mathbf{b} = \mathbf{s}$  可以将  $b_k$  外信息的计算等效为以下整数最小二乘问题:

$$L_E^{\text{GFDFR}}(b_k | \mathbf{y}) = -\frac{1}{2\sigma^2} \min_{s \in \mathcal{B}_{k-1}} \left\{ \|\mathbf{y} + \bar{\mathbf{y}} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \right\} + \frac{1}{2\sigma^2} \min_{s \in \mathcal{B}_{k+1}} \left\{ \|\mathbf{y} + \bar{\mathbf{y}} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \right\} - L_A^{\text{GFDFR}}(b_k) \quad (12)$$

根据文献[7], 要获得  $\mathbf{s}$  矢量的外信息, 需要求解一次  $N$  维的硬判 SD 用于获得  $\hat{\mathbf{s}}_{\text{map}}$ , 另外需要求解  $N$  次  $(N-1)$  维的硬判 SD 用于获得  $\{\hat{\mathbf{s}}_k\}_{k=1}^N$ 。为降低软输出检测器复杂度, 可作如下近似: 在求解  $\hat{\mathbf{s}}_k$  时, 对  $\mathbf{s}_{[k]}$  的搜索范围限定为与  $\hat{\mathbf{s}}_{[k], \text{map}}$  仅有 1bit、或仅有 1bit 和 2bit 数据不同的符号矢量集合,  $\hat{\mathbf{s}}_{[k], \text{map}}$  表示  $\hat{\mathbf{s}}_{\text{map}}$  去除第  $k$  个元素后得到的子矢量。令  $\tilde{\mathcal{A}}_{[k]}^{[2]}$  表示与  $\hat{\mathbf{s}}_{[k], \text{map}}$  仅有 1bit 数据不同的符号矢量集, 即  $\tilde{\mathcal{A}}_{[k]}^{[2]} \triangleq \left\{ \mathbf{s}_{[k]} \left| \left(\frac{1}{2}\right) \sum_{i=1, i \neq k}^N |s_i - s_{i, \text{map}}| = 1 \right. \right\}$ 。由于在高信噪比情况下,  $\hat{\mathbf{s}}_{[k]}$  以较大概率满足  $\hat{\mathbf{s}}_{[k]} \in \tilde{\mathcal{A}}_{[k]}^{[2]}$ , 所以可以将式(12)近似为

$$L_E^{\text{GFDFR}}(b_k | \mathbf{y}) = -\frac{\hat{s}_{k, \text{map}}}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} + \bar{\mathbf{y}} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{s}}_{\text{map}}\|^2 + \frac{\hat{s}_{k, \text{map}}}{2\sigma^2} \min_{\mathbf{s}_{[k]} \in \tilde{\mathcal{A}}_{[k]}^{[2]}} \left\{ \|\mathbf{y} + \bar{\mathbf{y}} + \hat{s}_{k, \text{map}} \mathbf{h}_k - \mathbf{H}_{[k]} \mathbf{s}_{[k]}\|^2 \right\} - L_A^{\text{GFDFR}}(b_k) \quad (13)$$

显然, 在获得  $\mathbf{s}$  中所有数据比特的外信息过程中, 仅需求解一次  $N$  维的硬判 SD 以获得  $\hat{\mathbf{s}}_{\text{map}}$ , 另需在  $\tilde{\mathcal{A}}_{[k]}^{[2]}$  中进行  $N$  次搜索以得到使  $\|\mathbf{y} + \bar{\mathbf{y}} + \hat{s}_{k, \text{map}} \mathbf{h}_k - \mathbf{H}_{[k]} \mathbf{s}_{[k]}\|^2$  最小的符号矢量  $\{\hat{\mathbf{s}}_{[k]}^{[2]}\}_{k=1}^N$ ,  $\hat{\mathbf{s}}_{[k]}^{[2]}$  是  $\hat{\mathbf{s}}_{[k]}$  的近似。

#### 4.2 基于硬判检测的一维搜索软输出 MIMO 检测器

4.1 节中所述的软输出检测器虽具有较高的检测性能, 但集合  $\tilde{\mathcal{A}}_{[k]}^{[2]}$  的生成过程较为复杂, 不便于硬件实现。为此, 本文在文献[5]的基础上提出了一种基于硬判检测的一维搜索软 MIMO 检测器:

假定硬判检测结果正确, 即  $\mathbf{s} = \hat{\mathbf{s}}_{\text{map}}$ , 并假定发送符号等概或不考虑软检测器与信道译码器之间的大迭代。则对于每一根发射天线, 在消除其它发射天线发射信号的干扰后,

可得接收天线接收到的第  $k$  根发射天线的接收信号为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{y} - \mathbf{H}_{[k]} \hat{\mathbf{s}}_{[k], \text{map}}, \quad k = 1, \dots, N \quad (14)$$

由于各接收天线信号中的噪声是方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声, 所以, 可以将第  $k$  根发射天线发射符号的第  $j$  比特数据对应的外信息写为

$$L_E^{\text{GFDFR}}(b_{j,k} | \mathbf{y}_k) = -\frac{\hat{s}_{k, \text{map}}}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}_k - \mathbf{h}_k \hat{s}_{k, \text{map}}\|^2 + \frac{\hat{s}_{k, \text{map}}}{2\sigma^2} \min_{s \in \tilde{\mathcal{A}}^{[1]}} \|\mathbf{y}_k - \mathbf{h}_k s\|^2 \quad (15)$$

其中  $\tilde{\mathcal{A}}^{[1]}$  为  $s_k$  所对应调制方式的星座集合, 如对于 QPSK,  $\tilde{\mathcal{A}}^{[1]} = \{\pm 1 \pm j\}$ 。由于这种软输出检测器对固定的调制方式  $\tilde{\mathcal{A}}^{[1]}$  是固定的, 所以便于硬件实现, 但会损失一定的误比特率(BER)性能。

## 5 仿真结果

对 4 根发射天线, 8 根接收天线的 MIMO-OFDM 系统在不同调制方式, 不同子载波数目和 FDFR 编码时的系统性能进行了仿真。4 根发射天线分为 2 组,  $N_t = 2$ ; GFDFR 编码使用频率选择性衰落信道下  $N_t = 2$ ,  $N_{\text{sub}} = N_t(L+1) = 4$  的 FDFR 编码, 编码参数:  $\beta^{N_t} = e^{j\pi/32}$ ,  $\alpha_n = e^{j\pi(4n-3)/(2N)} = e^{j\pi(4n-3)/8}$  ( $n = 1, \dots, 4$ ),  $\lambda = 1/\sqrt{N} = 1/2$  [2,8]; 子载波数  $N_c = 1024$ , CP 长度为 256; 两侧各有 0,20,40,60 个不等数目的虚载波, 中间有 0 个或 8 个“直流”虚载波, 左边、中间和右边的虚载波数目在图示中用  $(x, x, x)$  表示; 当使用保护虚载波时, 使用图 2 所示 GFDFR 编码分组方法, 只是  $N_g$  可能不同; 不使用虚载波时, 根据式(6)编码。所有 MIMO 信道为独立同分布的 2 径等增益, 1 个符号采样间隔的瑞利衰落信道, 信道在一个 OFDM 符号持续时间内保持不变, 不同 OFDM 符号的信道是变化的; 假定接收端已知而发射端未知信道信息; 软输出检测时, 系统采用的信道编码为 (23,35) Turbo 码, 码率为 1/2, 每个子组单独进行信道编码和交织, 交织器为交织长度为 5 个 OFDM 符号的随机交织器, Turbo 译码器使用 Log-MAP 算法进行译码, 内部迭代次数为 5 次。仿真结果如图 4-图 6 所示。

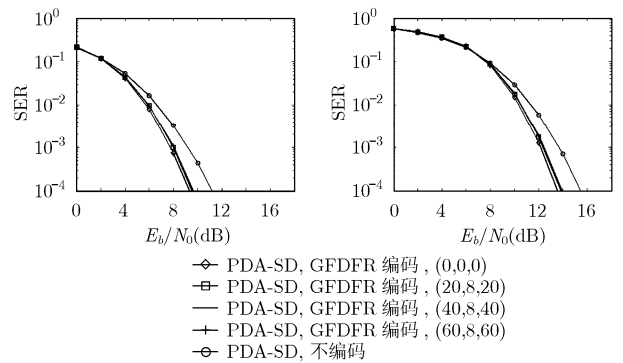


图 4 QPSK 调制 GFDFR 编码与不编码系统的性能

图 5 16QAM 调制 GFDFR 编码与不编码系统的性能

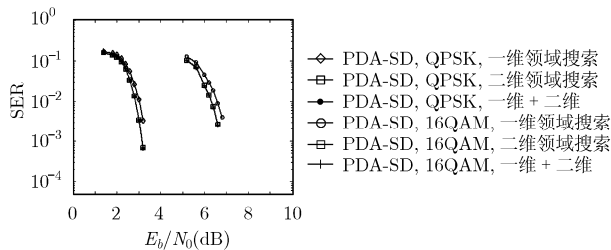


图6 基于 PDA-SD 硬判决检测的邻域搜索软输出检测器性能

图4和图5分别是使用混合PDA与SD硬判决检测方法的4发8收MIMO-OFDM系统在不同调制方式、不同保护虚载波数目和GFDFR编码与不编码时的性能。混合PDA与SD硬判决检测方法中，PDA检测层数固定为8层，迭代次数为1次，SD检测层数为8层。由图中可以看出，混合PDA与SD硬判决检测方法获得了良好的检测性能；不管MIMO-OFDM系统有无保护虚载波，GFDFR编码在较高信噪比时均获得了编码增益，不管是QPSK调制还是16QAM调制，在 $10^{-3}$ 误符号率时都能够获得约1.5dB左右的编码增益。由图中还可以看出，无保护虚载波时，GFDFR编码的编码增益最高，有保护虚载波时，编码增益有所降低，在 $10^{-3}$ 误符号率时降低约0.3dB；随着保护虚载波数目的不断增大，编码增益略有降低，不过保护虚载波数目分别为(20,8,20)，(40,8,40)和(60,8,60)时的编码增益下降不大；上述仿真结果说明，论文提出的具有保护虚载波的MIMO-OFDM系统的GFDFR编码分组方法具有很好的鲁棒性和实际应用价值，使得系统保护虚载波数目的设置具有较大的灵活性。

图6是基于PDA-SD硬判决检测的邻域搜索软输出检测器在4发8收，使用GFDFR编码的MIMO-OFDM系统中的性能。MIMO-OFDM系统没有保护子载波。其中的二维邻域搜索在 $\mathcal{A}_{[k]}^{[2]}$ 集合中进行搜索，一维+二维邻域搜索在一维和 $\mathcal{A}_{[k]}^{[2]}$ 集合的并集中进行搜索。由图中可以看出，一维邻域搜索软输出检测器的性能相比二维邻域搜索软输出检测器性能要差，在 $10^{-2}$ 误比特率时，QPSK调制性能要差约0.2dB，16QAM调制性能要差约0.3dB，可见性能下降不是很大；另外，当邻域搜索集合为一维邻域集合和二维邻域集合的并集时，检测性能基本没有改善。由于一维邻域搜索软输出检测器对固定的调制方式 $\mathcal{A}^{[1]}$ 是固定的，便于硬件实现，所以这种低复杂度软检测器相比高维邻域搜索软检测器具有较好的实际应用价值。

## 6 结束语

本文对GFDFR空时编码系统的FDFR复数域编码及其检测技术进行了研究，提出了一种可应用于具有保护虚载波和直流虚载波MIMO-OFDM GFDFR编码系统的FDFR分

组编码方法，同时，给出了一种适合GFDFR编码系统的混合PDA与SD硬判决检测方法；使用该检测方法和提出的FDFR分组编码方法的MIMO-OFDM系统能够获得较高的编码增益和系统性能，并且提出的FDFR分组编码方法对保护虚载波数目不敏感，具有较好的鲁棒性和实用价值。还提出了一种基于硬判决的一维邻域搜索软输出检测方法，获得了较好的检测性能。寻找适合GFDFR空时频编码系统、检测性能优异且复杂度低的软输入软输出检测新算法是今后需要进一步研究的课题。

## 参考文献

- [1] Hassibi B and Hochwald B M. High-rate codes that are linear in space and time. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2002, 48(6): 1804-1824.
- [2] Ma Xiaoli and Giannakis G B. Full-diversity full-rate complex-field space-time coding. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2917-2930.
- [3] Suthaharan S and Nallanathan A, et al.. Space-time coded MIMO-OFDM for high capacity and high data-rate wireless communication over frequency selective fading channels. *Mobile and Wireless Communications Network, 4th International Workshop*, 9-11 Sept. 2002: 424-428.
- [4] 米楠, 罗汉文, 张红伟, 朱玲燕. MIMO系统中的分组全分集全码率空时编码. *信息技术*, 2006, (1): 5-9.
- [5] Butler Michael R G and Collings Iain B. A zero-forcing approximate log-likelihood receiver for MIMO bit-interleaved coded modulation. *IEEE Communications Letters*, 2004, 8(2): 105-107.
- [6] Latsoudas G and Sidiropoulos N D. A hybrid probabilistic data association-sphere decoding detector for Multiple-Input Multiple-Output systems. *IEEE Signal Processing Letters*, 2005, 12(4): 309-312.
- [7] Wang Renqiu and Giannakis G B. Approaching MIMO channel capacity with soft detection based on hard sphere decoding. *IEEE Trans. on Communications*, 2006, 54(4): 587-590.
- [8] Ma Xiaoli and Giannakis G B. Complex field coded MIMO systems: performance, rate, and tradeoffs. *Wireless Communications on Mobile Computing*, 2002, (11): 693-717.

徐信: 男, 1970年生, 博士后, 研究方向为OFDM技术、MIMO检测技术和单载波频域均衡技术及实现等。

蔡跃明: 男, 1961年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为移动通信和信号处理。

宋志群: 男, 1963年生, 研究员, 主要研究领域为通信系统设计和移动通信技术等。