

# 联合波束成型分组排序线性离散码及其检测方法

金江<sup>1</sup>,汪俊芳<sup>2</sup>,朱光喜<sup>1</sup>

(1. 武汉光电国家实验室, 华中科技大学电子与信息工程系, 湖北武汉 430074; 2. 烽火通信科技股份有限公司, 湖北武汉 430074)

**摘要:** 针对多人多出(MIMO)相关信道, 提出联合波束成型分组排序线性离散码(BO-JBLDC)及其解码方法. 发送天线被分割成多个组, 每组进行独立的线性离散码(LDC)编码来获得空分复用增益. 采用发送和接收特征波束成型降低信道相关性的影响. 提出新的后排序分组干扰抑制与抵消解码方法及其循环迭代机制, 消除组间干扰, 使得各组均获得满接收分集增益. 结果显示 BO-JBLDC 能获得高频谱效率并适用于任意天线配置, 尤其在大天线数、高速率情况下可以明显降低解码复杂度, 提高编码增益.

**关键词:** 多天线系统; 特征波束成型; 分组排序线性离散码; 干扰抑制与抵消; 迭代解码

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-093-05

## A Block-Ordered Joint Beamforming Linear Dispersion Code and Its Decoding

JIN Jiang<sup>1</sup>, WANG Jun-fang<sup>2</sup>, ZHU Guang-xi<sup>1</sup>

(1. National Laboratory for Optoelectronics, Department of Electronics and Information, Huazhong University of Science and Technical, Wuhan, Hubei 430074, China; 2. Fiber Home Telecommunication Technologies CO., Ltd, Wuhan, Hubei 430074, China)

**Abstract:** A spectrum-efficient block-ordered joint beamforming linear dispersion code (BO-JBLDC) is presented for MIMO (Multi-Input Multi-Output) wireless communication systems with correlated channels. The proposed BO-JBLDC method partitions the available transmit antennas into several blocks and applies linear dispersion code(LDC) on each block, which can decrease decoding complexity and increase code gain. Transmit and receive eigen-beamforming was employed in the presence of deteriorative fading correlation. A novel post-ordered interference suppression and canceling decoder and its iterative scheme are presented to remove inter-substream interference and enhance the order of spatial diversity gain. The results show that BO-JBLDC can lower decoding complexity and improve spectral efficiency and reliability significantly.

**Key words:** multiple-antenna systems; eigen-beamforming; block-ordered linear dispersion code; interference suppression and canceling decoder; iterative decoder

### 1 引言

多人多出多天线系统技术(MIMO)最理想的信道模型是独立同分布瑞利信道, 但实际信道往往是相关的, 研究针对相关信道的高速率收发机制符合现代移动通信系统的发展趋势<sup>[1]</sup>. 空时分组码(STBC)和空时格形码(STTC)能很好的抵抗深衰落, 但难以取得高数据传输率. 贝尔实验室的垂直分层空时码(V-BLAST)系统是一种代表性的高频谱效率机制, 但是没有集成内置的空间或时间编码, 不能抵抗部分子信道的深衰落, 限制了在相关信道中的应用<sup>[2]</sup>.

Hassibi 等人基于最大化互信息准则提出高速率线性离散码(LDC)<sup>[3]</sup>, 能工作在任意发送和接收天线配置情况下, 所发送的数据流是空时二维线性组合, 能取得编码增益, 能较好的抵抗深衰落. LDC 码的编码增益与基矩阵群的最小矩阵距离相关, 采用连续迫零抵消解码时复杂度约是离散基矩阵个数的三次方.

基于以上考虑, 本文提出基于波束成型的分组排序线性离散码(BO-JBLDC). 发送天线被分割成多个组, 每组仅包含适量天线, 不同的组进行独立的线性离散码编解码. 天线分组可以带来两个好处: (1) 通过减少每组 LDC 码的基矩阵群包含的矩阵个数来降低解码复杂度; (2) 基矩阵群矩阵个数的减少有利于构造最小距离更大的矩阵群来获得更大的编码增益. 对应这种新型的发送机制, 本文提出后排序干扰抑制与抵消检测方法及其迭代机制来获得较好的译码性能, 同时减少解码复杂度.

### 2 BO-JBLDC 系统模型与发送、接收波束成形

考虑一个相关信道 MIMO 系统, 发送端有  $M_t$  根天线, 接收端有  $M_r$  根天线. 在收发天线对间存在  $M_r \times M_t$  个参数化的传播信道  $H$ , 根据 Kronecker 模型可表示为<sup>[1,4]</sup>:

$$H = R_r^{1/2} H_u R_t^{1/2} \quad (1)$$

$R_r$  和  $R_t$  分别是发送和接收相关矩阵, 其中  $R_r^{1/2}$  和  $R_t^{1/2}$

分别表示  $R_t$  和  $R_r$  的半分解矩阵. 假设空时块长为  $T$ , 信道是准静态平坦衰落的, 发送和接收相关矩阵是满秩的, 且接收端有完全信道状态信息, 发射机不知道当前的信道实现, 仅知道发送相关统计信息.

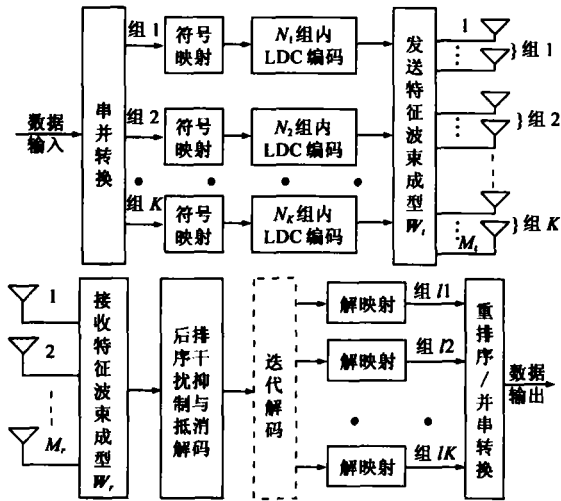


图 1 BO-JBLDC 系统收发框图

图 1 是相关信道下 BO-JBLDC 的系统收发框图.  $M_t$  根发送天线被分成  $K$  组, 每组分别包括  $N_1, N_2, \dots, N_K$  根天线, 且满足  $N_1 + N_2 + \dots + N_K = M_t$ . 输入数据在串并转换后被分成  $K$  个对应各组天线的数据子流, 各数据子流的个数分别为  $Q_k, 1 \leq k \leq K$ . 这些数据子流被分别映射成任意指定星座图 (如  $r$ -PSK 或  $r$ -QAM) 里的复星座图符号:

$$s_{k,q} = a_{k,q} + j\beta_{k,q}, k = 1, \dots, K, q = 1, \dots, Q_k \quad (2)$$

式中  $a_{k,q}, \beta_{k,q}$  分别  $s_{k,q}$  为的实部和虚部. 各个符号子流  $\{s_{k,q}\}_{q=1}^{Q_k}, k = 1, \dots, K$ , 分别对离散基矩阵  $\{A_{k,q}, B_{k,q}\}_{q=1}^{Q_k}, A_{k,q}, B_{k,q} \in \mathbb{C}^{N_k \times T}, k = 1, \dots, K$ , 进行调制得到  $N_k \times T$  维空时码字:

$$S_k = \sum_{q=1}^{Q_k} a_{k,q} A_{k,q} + j\beta_{k,q} B_{k,q}, k = 1, \dots, K \quad (3)$$

组合各组空时码字可得待发送数据矩阵为:

$$S = [S_1^T S_2^T \dots S_K^T]^T \quad (4)$$

由于 STBC 可以看作是 LDC 码的特例, 文献[5]中的联合波束成形分组排序空时分组码 (BO-JBSTBC) 发送机制可以看作是本文 BO-JBLDC 的特例, 但是解码方法有着较大差别.

待发送数据矩阵在发送前要先做自适应发送波束成型处理. 其主要思想是根据相关信道协方差矩阵自适应选择波束成型权重矩阵来解信道相关, 并使得数据沿着  $E\{H^H H\}$  的虚拟特征波束方向发送和接收, 这种技术可以解释为一种增加 MIMO 系统容量的方法[6], 与本文高速率系统设计目标一致. 对于相关信道, 波束成型矩阵选择为相关矩阵的特征矢量矩阵的对偶或转

置等形式是最优的, 称之为特征波束成型[4]. 由于  $R_t$  和  $R_r$  是 Hermitian 正半定矩阵, 发送和接收相关矩阵可特征值分解为:

$$R_t = U_t \Lambda_t U_t^H, R_r = U_r \Lambda_r U_r^H \quad (5)$$

其中,  $\Lambda_t$  是对角矩阵, 包含  $R_t$  的特征值  $\{\lambda_i\}_{i=1}^{M_t}$  作为对角元素, 显然, 这些特征值是非负的;  $U_t$  是酉矩阵, 包含  $R_t$  的对应特征值的特征矢量  $\{u_i\}_{i=1}^{M_t}$ . 类似的,  $\Lambda_r$  和  $U_r$  分别是  $R_r$  的特征值矩阵和特征矢量矩阵. 根据文献[4,6]的结果, 本文发送和接收特征波束成型加权矩阵分别为:

$$W_t = [w'_1, w'_2, \dots, w'_{M_t}] = [u_1^T, u_2^T, \dots, u_{M_t}^T] = U_t^T$$

$$W_r = [w''_1, w''_2, \dots, w''_{M_r}] = [u_1^*, u_2^*, \dots, u_{M_r}^*] = U_r^* \quad (6)$$

其中, "T" 和 "\*" 分别表示转置和对偶.

在应用发送特征波束成型后, 发送信号矩阵可写作  $S' = W_t^T S$ . 根据式(1)(6),  $M_r \times T$  维接收信号矩阵可表示为:

$$Y = H W_t^T S + N \quad (7)$$

式中,  $N$  是  $M_r \times T$  维加性高斯白噪声矩阵, 其元素为零均值, 单位方差的独立同分布复高斯随机变量. 类似的, 根据式(5)~(7), 可得到经过接收波束成型处理后的  $M_r \times T$  维等效接收信号矩阵:

$$X = W_r^T Y = (U_r^*)^T U_t \Lambda_t^{1/2} H_w \Lambda_t^{1/2} U_t^H U_r S + W_r^T N$$

$$= \Lambda_t^{1/2} H_w \Lambda_t^{1/2} S + (U_r^*)^T N = \tilde{H} S + \tilde{N} \quad (8)$$

式中  $\tilde{H} = \Lambda_t^{1/2} H_w \Lambda_t^{1/2}$  是原信道在经过发送和接收特征波束成型处理后得到的等效非相关虚拟信道矩阵.

令  $\tilde{H} = [\tilde{H}_1 \tilde{H}_2 \dots \tilde{H}_K]$ ,  $\tilde{H}_k$  是对应第  $k$  组发送天线和码字矩阵  $S_k$  的  $M_r \times N_k$  维等效子信道矩阵, 则由式(8), BO-JBLDC 系统等效收发模型也可写为:

$$X = \tilde{H}_1 S_1 + \tilde{H}_2 S_2 + \dots + \tilde{H}_K S_K + \tilde{N} \quad (9)$$

由式(9)可见, BO-JBLDC 是由  $\{S_k\}_{k=1}^K$  构成的一种复合码, 这些独立的空时码字共享接收端的  $M_r$  根接收天线, 且各合成部分的码字的平均发送功率是一致的. 在非分组排序情况下, 即  $S$  是非复合码情况下, 式(8)是联合波束成型线性离散码 (JBLDC) 的系统模型.

BO-JBLDC 可取得的发送速率为:

$$R = \sum_{k=1}^K \frac{Q_k}{T} \log_2 r \text{ (bps/Hz)} \quad (10)$$

显然可以取得满天线容量, 同时继承了 LDC 码在容量和可靠性间的灵活折衷性.

### 3 BO-JBLD 的后排序干扰抑制与抵消检测

由式(9)可见, 各组码字之间形成了互相干扰, 为了正确解码各组的 LDC 码, 应用干扰抑制与干扰抵消来消除组间子流干扰.

此外,由本文后面的解码过程及相关讨论将会看到首先检测的组比后续组有更低的接收分集增益阶数,并且其检测质量影响后续组检测中干扰抵消的效果,因而决定着系统性能.在发送端预先确定检测顺序,进而预先分配更多功率到那些先检测的组,以补偿其分集损失的预排序机制,并不能保证在经过随机无线信道传播后,发送端的功率差别分配意图在接受端可以体现出来.如果发送端通过一个反馈信道来获得瞬时信道状态信息,又会严重降低信道吞吐率.因此,本文按后检测信噪比确立译码顺序.

后排序干扰抑制与抵消检测的算法流程见图 2,主要包含四个关键方面:组间干扰抑制(IS)、后排序、组内解码和组间干扰抵消(IC).

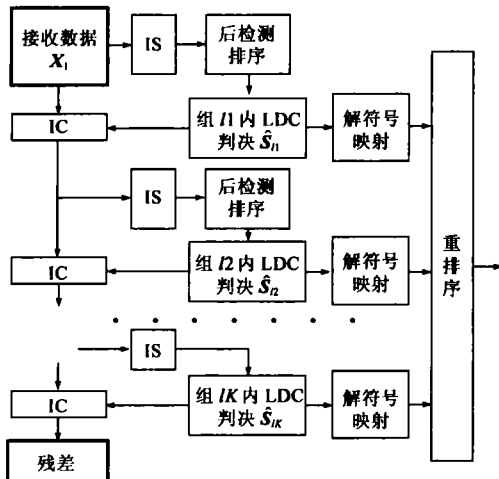


图 2 BO-JBLDC 后排序干扰抑制与抵消解码流程图

### 3.1 组间干扰抑制与后排序解码顺序检测

首先考虑第一级解码.组间干扰抑制是通过将还没有解码的组映射到他们的零空间,来消除未解码的组对当前组的干扰.文献[7]证明可以构成对应第  $k$  组 LDC 码的  $(M_r - M_t + N_k) \times M_r$  维矩阵  $O_k$ ,它的行形成  $\{\tilde{H}_1, \dots, \tilde{H}_{k-1}, \tilde{H}_{k+1}, \dots, \tilde{H}_K\}$  的零空间的正交矢量集.用矩阵  $O_k$  左乘式(9)所示等效系统模型,得到等效码字  $S_k$  的判决式如下:

$$\hat{X}_k = O_k X = \hat{H}_k S_k + \hat{N}_k \quad (11)$$

式中  $\hat{H}_k$  是  $(M_r - M_t + N_k) \times N_k$  维等效信道矩阵,  $\hat{N}_k$  是  $(M_r - M_t + N_k) \times T$  维等效噪声矩阵.

由于发送端已经保证了各组码字的平均发送功率一致,因而第  $k$  组的后检测信噪比  $SNR_k$  与  $\hat{N}_k$  的殴氏范数  $\|\hat{H}_k\|$  成正比,即  $SNR_k \propto \|\hat{H}_k\|$ .选取后检测信噪比最高的组作为该级解码的待判决组,设为第  $l_1$  组,为了描述方便,该组的判决等式重新标记为:

$$\hat{X}_{l_1} = \hat{H}_{l_1} S_{l_1} + \hat{N}_{l_1} \quad (12)$$

### 3.2 组内 LDC 的线性表示、解码与设计约束

由式(12)知,在分组干扰抑制后,待检测组的判决相当于码字  $S_{l_1}$  经过  $N_{l_1}$  根发送天线、 $M_r - M_t + N_{l_1}$  根接收天线、信道为  $\hat{H}_{l_1}$  的非分组 LDC 解码问题.第一级线性离散码的解码是基于发送符号矢量的  $2Q_{l_1}$  维检测而不是  $M_t$  维检测.关键在于将如式(12)形式的判决等式转换成一种接收信号是发送信号的线性组合的形式.将式(3)代入式(12)可得:

$$\hat{X}_{l_1} = \hat{H}_{l_1} \sum_{q=1}^{Q_{l_1}} (a_{l_1,q} A_{l_1,q} + \beta_{l_1,q} B_{l_1,q}) + \hat{N}_{l_1} \quad (13)$$

分解式(13)成实部和虚部,并组合成如下形式:

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_{l_1,R}^T \\ \hat{X}_{l_1,I}^T \end{bmatrix} = \sum_{q=1}^{Q_{l_1}} \alpha_{l_1,q} \underbrace{\begin{bmatrix} A_{l_1,q,R}^T & -A_{l_1,q,I}^T \\ A_{l_1,q,I}^T & A_{l_1,q,R}^T \end{bmatrix}}_{\mathcal{A}_{l_1,q}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{H}_{l_1,R}^T \\ \hat{H}_{l_1,I}^T \end{bmatrix}}_{\mathcal{H}_{l_1}} + \sum_{q=1}^{Q_{l_1}} \beta_{l_1,q} \underbrace{\begin{bmatrix} -B_{l_1,q,I}^T & -B_{l_1,q,R}^T \\ B_{l_1,q,R}^T & -B_{l_1,q,I}^T \end{bmatrix}}_{\mathcal{B}_{l_1,q}} \begin{bmatrix} \hat{H}_{l_1,R}^T \\ \hat{H}_{l_1,I}^T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{N}_{l_1,R}^T \\ \hat{N}_{l_1,I}^T \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中  $\hat{H}_{l_1,R}$  和  $\hat{H}_{l_1,I}$  分别为  $\hat{H}_{l_1}$  的实部和虚部,  $\hat{H}_{l_1,R}$  和  $\hat{H}_{l_1,I}$  分别为  $\hat{H}_{l_1,I}$  的实部和虚部.定义:

$$x_{l_1} = \text{vec} \left( \begin{bmatrix} \hat{X}_{l_1,R}^T \\ \hat{X}_{l_1,I}^T \end{bmatrix} \right), n_{l_1} = \text{vec} \left( \begin{bmatrix} \hat{N}_{l_1,R}^T \\ \hat{N}_{l_1,I}^T \end{bmatrix} \right),$$

$$s_{l_1} = [a_{l_1,1} \beta_{l_1,1} \dots a_{l_1,Q_{l_1}} \beta_{l_1,Q_{l_1}}]^T \quad (15)$$

其中,  $\text{vec}(X)$  表示把矩阵  $X$  的列依次首尾相连构成的列向矢量,  $x_{l_1}$ ,  $s_{l_1}$ ,  $n_{l_1}$  分别是  $2T(M_r - M_t + N_{l_1})$ ,  $2Q_{l_1}$ ,  $2T(M_r - M_t + N_{l_1})$  维列矢量.结合式(14),(15),可以在输入矢量  $x_{l_1}$  和输出矢量  $s_{l_1}$  之间建立一个实数线性系统模型:

$$x_{l_1} = \bar{\mathcal{H}}_{l_1} s_{l_1} + n_{l_1} \quad (16)$$

该模型等效于发送数据  $s_{l_1}$  经历了  $2T(M_r - M_t + N_{l_1}) \times 2Q_{l_1}$  维等效实信道矩阵  $\bar{\mathcal{H}}_{l_1}$ :

$$\bar{\mathcal{H}}_{l_1} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}_{l_1,1} \mathcal{h}_{l_1,1} & \mathcal{B}_{l_1,1} \mathcal{h}_{l_1,1} & \dots & \mathcal{A}_{l_1,Q_{l_1}} \mathcal{h}_{l_1,1} & \mathcal{B}_{l_1,Q_{l_1}} \mathcal{h}_{l_1,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathcal{A}_{l_1,1} \mathcal{h}_{l_1,M_r} & \mathcal{B}_{l_1,1} \mathcal{h}_{l_1,M_r} & \dots & \mathcal{A}_{l_1,Q_{l_1}} \mathcal{h}_{l_1,M_r} & \mathcal{B}_{l_1,Q_{l_1}} \mathcal{h}_{l_1,M_r} \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中,  $\mathcal{h}_{l_1,j}$ ,  $j = 1, \dots, M_r - M_t + N_{l_1}$ , 表示矩阵  $\bar{\mathcal{H}}_{l_1}$  的第  $j$  列.由于接收机知道原始信道及离散矩阵,因而该等效信道矩阵是已知的.

从式(16)可以看出,只要:

$$Q_k \leq T(M_r - M_t + N_k), \quad k = 1, \dots, K \quad (18)$$

则整个等式系统是相容的,对于形如式(16)的实线性等

式系统,可以使用连续迫零抵消或方根连续迫零抵消机制、球形解码等方法,复杂度约为  $O\left(\sum_{k=1}^K Q_k^3\right)^{[8,9]}$ . 约束条件(18)与 MIMO 多天线链路可取得的满容量是一致的. 与 V-BLAST 不同的是,当接收天线数少于发送天线数时,只要通过降低空分复用增益,使得满足约束条件(18),不会导致无法解码.

LDC 的一般设计步骤为:首先根据给定的  $M_t, M_r, T, N_k$  条件,选择基矩阵个数满足式(18)约束,为了最大化发送速率,可选择  $Q_k = \min(N_k, M_r) \cdot T$ . 然后在给定离散矩阵功率约束条件下,根据不同的设计准则选择离散矩阵. 文献[3]给出了基于最大化互信息准则的搜索方法. 这种基于各态历经容量进行的优化,不能保证好的差错性能,文献[10, 11]等给出了基于帧理论或基于最小差错率的的基矩阵设计方法. 就本文各组组内 LDC 构造而言,这些方法都可以应用.

### 3.3 组间干扰抵消

在进行后续解码前,需要从接收矩阵里消除已解码组的影响,这就是干扰抵消. 设  $\hat{S}_{l1}$  为前一级对  $S_{l1}$  判决得到的解码码字,干扰抵消后的修正接收矩阵为:

$$X_2 = X_1 - \tilde{H}_{l1} \hat{S}_{l1} \quad (19)$$

类似式(12),可由式(19)得到剩余组里后检测信噪比最高的第二级的组内解码判决表达式:

$$\hat{X}_{l2} = \hat{H}_{l2} S_{l2} + \hat{N}_{l2} \quad (20)$$

式中,  $\hat{H}_{l2}$  是  $(M_r - M_t + N_{l1} + N_{l2}) \times N_{l2}$  维矩阵. 类似于第一级解码,可以得到第二级解码的判决. 以上过程持续进行直到所有的组都解码完毕. 在后排序解码过程中,解码顺序为  $\{l1, l2, \dots, lK\}$ , 得到的解码结果需要在解符号映射后恢复顺序.

### 4 BO-JBLDC 的接收分集增益与迭代解码

由式(12), (20)可知,除了来自后排序的某种难以量化的选择性分集增益外,第  $lk$  级解码的线性离散码码字能取得的天线接收分集增益为  $M_r - M_t + N_{l1} + \dots + N_{lk}$ . 显然,先检测的组具有最小的接收分集增益,而最后检测的组具有满的接收分集,各组的检测过程类似于一个判决反馈解码过程,检测优先级高的组的检测性能影响后续组的检测质量. 基于这种考虑,在图2所示分组排序解码基础上使用迭代解码来使所有的组都能得到满接收分集增益,进一步提高解码性能.

迭代过程如图3所示,其中加粗黑框里的内容表示初始数据,在迭代进行过程中需要更新. 初始数据来源于图2所示的残差和分组排序解码结果,由于所有的组的检测顺序和初始解码结果已经得到,所以在迭代解码过程中不需要排序和分组干扰抑制步骤. 迭代检测

过程可以归纳为:

- (1)首先利用上次判决结果重构当前组的估计接收矩阵  $\tilde{H}_{lk} \hat{S}_{lk}$ .
- (2)输入残差与  $\tilde{H}_{lk} \hat{S}_{lk}$  之和作为当前判决变量,并进行组内线性离散码解码得到新的判决结果  $\hat{S}'_{lk}$ .

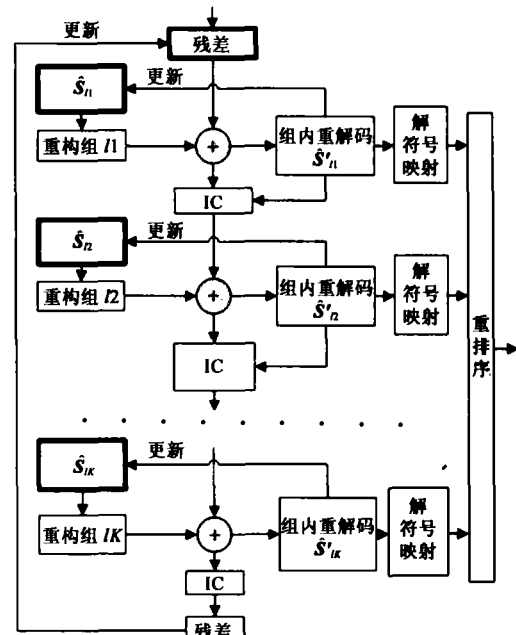


图3 BO-JBLDC 的后排序迭代解码流程图

- (3)用新的判决结果  $\hat{S}'_{lk}$  更新该组的上次判决结果  $\hat{S}_{lk}$ , 即  $\hat{S}_{lk} = \hat{S}'_{lk}$ .

- (4)新的判决结果进行干扰抵消,形成新的残差,作为下一组,即第  $l(k+1)$  组的输入残差.

- (5)第  $l(k+1)$  组进行与步骤(1-4)同样的解码过程.

一次迭代过程包含了  $K$  组的重新解码,迭代过程的终止判决准则可以根据需要来选择,比如预定的迭代次数,残差小于预定的阈值等.

### 5 仿真

假设天线为线性等距排列,邻近天线间距为二分之一波长,相关角度扩展为 15 度.

#### 实验 1 BO-JBLDC 与 BO-JBSTBC<sup>[5]</sup> 比较.

设系统  $M_t = 4, M_r = 4, T = 2$ , 每次天线使用平均发送 12 比特,发送天线被分成两组,每组 2 根天线. BO-JBLDC 每组采用 4 个离散基矩阵,使用 8-QAM 星座图,解码方法为干扰抑制与抵消机制. BO-JBSTBC 各组采用 Alamouti STBC,使用 64 QAM 星座图. 图4比较了相关衰落下 BO-JBLDC 与 BO-JBSTBC 的性能,在误比特率为  $10^{-3}$  的情况下,有约 7dB 的性能改善.

#### 实验 2 BO-JBLDC 两种解码机制与 JBLDC 的比较.

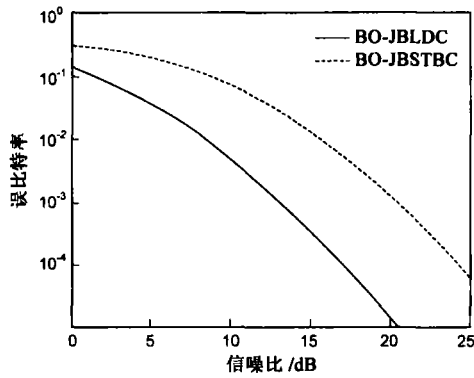


图 4 BO-JBLDC 与 BO-JBSTBC 的性能比较

设系统  $M_t = 4, M_r = 4$ , 每次天线使用发送 16 比特, 使用 1/2 卷积信道编码 16-QAM 星座图. BO-JBLDC 的发送天线被平均分成两组, 每组使用 4 个基矩阵, 块长为 2, 解码方法分别为后排序迭代干扰抑制与抵消及其迭代解码机制, 迭代次数为 3 次. JBLDC 使用 16 个基矩阵, 块长为 4. 图 5 显示分组排序机制均比相同条件下没有采用分组排序的 JBLDC 机制有明显改善, 其中 BO-JBLDC 的迭代解码方法比非迭代机制有约接近 2dB 的性能提升.

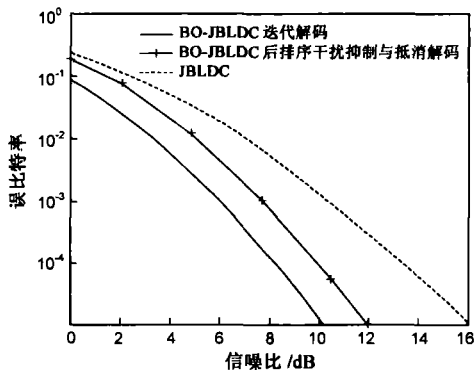


图 5 BO-JBLDC 两种解码机制与 JBLDC 的性能比较

## 6 结束语

本文研究相关衰落 MIMO 信道中的高速率收发机制, 基于提高编码增益和降低复杂度的考虑, 提出了一种基于天线分组的 BO-JBLDC. 在大天线数, 高速率情况下, 能明显降低基矩阵个数, 提高矩阵距离, 改善编码增益. 为了抵抗信道相关性带来的深衰落影响, 消除数据子流间的干扰, 提高分集增益, 应用了特征波束成型技术, 并提出了后排序干扰抑制与抵消解码方法及其循环迭代机制. 通过与 JBLDC, BO-JBSTBC 等机制的比较, 结果显示性能改善是显著的, 具有获得高速率的能力, 能适用于任意天线配置. 此外, 为了描述方便, 前文假设发送和接收相关矩阵是满秩的, 在非满秩情况下, 只要降低发送速率, 则本文的方法依然适用.

## 参考文献:

[1] D S Shiu, G J Foschini, M J Gans, et al. Fading correlation and

its effect on the capacity of multielement antenna systems[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2000, 48(3): 502 - 513.

- [2] P W Wolniansky, et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel [A]. ISSSE 98[C]. PISA, Italy, 1998. 295 - 300.
- [3] B Hassibi, B Hochwald. High-rate codes that are linear in space and time[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2002, 48(7): 1804 - 1824.
- [4] JIN Jiang, WANG Junfang, ZHU Guangxi. Optimal eigenbeamforming combined with orthogonal STBC and tCM in correlation fading channels [A]. IEEE WicNM 2005 [C]. Wuhan, China, 2005: 488 - 491.
- [5] W C Lee, Y Shin, H C Kim Block ordered JBSTBC scheme in highly correlated MIMO channels [A]. IEEE Globecom 2003 [C]. New York, USA. 2003. 2079 - 2083.
- [6] S. Jafar, S. Vishwanath, A. Goldsmith. Channel capacity and beamforming for multiple transmit and receive antennas with covariance feedback [A]. Proc. IEEE Int. Conf. Commun. [C]. Helsinki, Finland. 2001. 2266 - 2270.
- [7] V Tarokh, A Naguib, N Seshadri, et al. Combined array processing and space-time coding [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1999, 45(5): 1121 - 1128.
- [8] Z Khan, T Arslan, J S Thompson, A T. Erdogan. A New Pipelined Implementation for Minimum Norm Sorting used in Square Root Algorithm for MIMO-VBLAST Systems [A]. Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition [C]. Nice, France. 2007. 1569 - 1574.
- [9] J Jalden, et al An exponential lower bound on the expected complexity of sphere decoding [A]. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Processing [C]. Montreal, Canada. 2004. 393 - 396.
- [10] R W Heath Jr, A J Paulraj. Linear dispersion codes for MIMO systems based on frame theory [J]. IEEE Tran. on signal processing, 2002, 50(10): 2429 - 2441.
- [11] X Wang, V Krishnamurthy, J Wang. Stochastic gradient algorithms for design of minimum error-rate linear dispersion codes in MIMO wireless systems [J]. IEEE trans. on signal processing, 2006, 54(4): 1242 - 1255.

## 作者简介:



金江 男, 1975, 2006 年于华中科技大学获博士学位, 现任职于华中科技大学电信系, 武汉光电国家实验室. 主要研究方向为宽带无线通信、无源定位跟踪技术.  
E-mail: hust\_jin@163.com

汪俊芳 女, 1975, 2006 年于华中科技大学获博士学位, 现任职于武汉邮电科学研究院. 主要研究方向为宽带无线通信、光通信技术.