

# 一种新的高效自适应的联合编码 调制分集的多人多出系统

吴湛击, 高翔

(北京邮电大学信息与通信工程学院, 北京 100876)

**摘要:** 为满足未来移动通信对高数据传输速率迅速增长的需求, 本文提出了高频谱效率的联合编码调制分集 (Joint Coding Modulation Diversity, JCMD) 的多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 方案. 从全局的角度, 该方案通过空时分量交织器和旋转调制对 Turbo 编码, 正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 和 MIMO 技术进行联合优化. 本文首次证明了 JCMD-MIMO 的可达速率大于等功率分配的 BICM-MIMO 系统. 基于以上理论分析, 提出了一种最佳空间分量交织器以及自适应层数选择方案以最大化系统的可达速率. 仿真结果表明新方案与传统的 BICM-MIMO 方案相比可以获得明显的信噪比增益.

**关键词:** 联合编码调制分集; Turbo 编码; 旋转调制; MIMO

**中图分类号:** TN929.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2013)01-0131-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.01.023

## A Novel Efficient Adaptive Joint Coding and Modulation Diversity MIMO Scheme

WU Zhan-ji, GAO Xiang

(School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** A high-spectral-efficient joint coding modulation diversity (JCMD) scheme over multiple-input multiple-output (MIMO) fading channels is proposed to meet the rapidly-increasing need of high-data-rate transmission in the future mobile communications. From a global viewpoint, the scheme introduces the space-time component interleaver and rotated modulation to jointly optimize the Turbo coding, QAM and MIMO processing. We firstly prove that the achievable rate of JCMD-MIMO is greater than that of the uniform-power-allocation BICM-MIMO. Based on the above theoretical analysis, an adaptive layer-selection JCMD-MIMO scheme with the optimum spatial component interleaver is proposed to obtain the maximum achievable rate. Simulation results turn out that this new scheme can obtain significant SNR gain as compared with the conventional BICM-MIMO schemes.

**Key words:** joint coding and modulation diversity; Turbo codes; rotated modulation; Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)

## 1 引言

日益增长的高数据速率的传输需求进一步推动了正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 和多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 等高频谱效率技术的发展.

对于带宽有效 QAM 调制, 文献[1]研究了单输入单输出 (Single-Input Single-Output, SISO) 系统在独立瑞利衰落信道下的未编码旋转调制方案. 该方案可以获得很高的调制分集, 在衰落信道下可以逼近加性白高斯噪声

(Additive White Gaussian Noise, AWGN) 下的差错性能<sup>[1]</sup>. 我们在先前的研究中提出了编码旋转调制正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 系统<sup>[2]</sup>, 将二维调制分集扩展到编码的 OFDM 系统中. 此外, 我们还提出了一种改进的基于迭代解调/译码 (Iterative Demodulation/Decoding, ID) 的编码旋转调制 OFDM 方案, 并引入了四维调制分集的编码 OFDM 系统<sup>[3]</sup>.

事实上, MIMO 系统相当于编码理论在空间域和时间域的自然扩展, 所以也称为空时编码<sup>[4]</sup>. Foschini 提出了分层空时 (Layered Space-Time, LST) 结构, 使得在空间

域上的多维信号的处理只需一维的处理步骤<sup>[5]</sup>. 比特交织编码调制 (Bit-Interleaved Coded Modulation, BICM) 的核心是将信道编码, 比特交织以及调制串行级联, 作为一种带宽有效的编码调制方案, 在衰落信道可以增加分集<sup>[6~8]</sup>, 因此被广泛应用于无线通信标准中. 两者相结合的 BICM-LST 是目前最常用的对抗 MIMO 衰落信道的空间复用技术. 其中一种基本的 BICM-LST 方案为 BICM-水平分层空时 (Horizontal Layered Space-Time, HLST) 结构. 该结构中没有空间交织器, 信道编码和调制分别独立地在各层进行<sup>[4,9]</sup>. 另一种增强的 BICM-LST 方案为 BICM-螺旋分层空时 (Threaded Layered Space-Time, TLST) 方案<sup>[4]</sup>, 在各层之间使用了螺旋循环移位空间交织器. 一般而言, BICM-LST 可以视为信道编码, 调制和空间复用的串形级联. 然而, 目前的大多数研究主

要集中于每一个单独技术的优化, 因此 BICM-LST 的性能仍然远未达到 MIMO 衰落信道的容量.

我们提出了一种普遍适用于无线衰落信道的物理层关键技术的联合优化方法, 称为联合编码调制分集 (Joint Coding Modulation Diversity, JCMD). 这里的“编码”指的是信道编码和空时编码. 该方案可以充分利用 QAM 星座点旋转带来的调制分集, MIMO 系统的空间分集以及 Turbo 码的编码增益. 仿真结果表明提出方案与传统的 BICM-MIMO 方案相比, 可以获得显著的 SNR 增益.

本文的其余部分安排如下. 第二部分提出了一种新的联合编码调制分集 MIMO 方案. 第三部分进行了 JCMD-MIMO 与 BICM-MIMO 可达速率的理论分析. 第四部分给出仿真对比结果. 最后, 第五部分进行了总结.

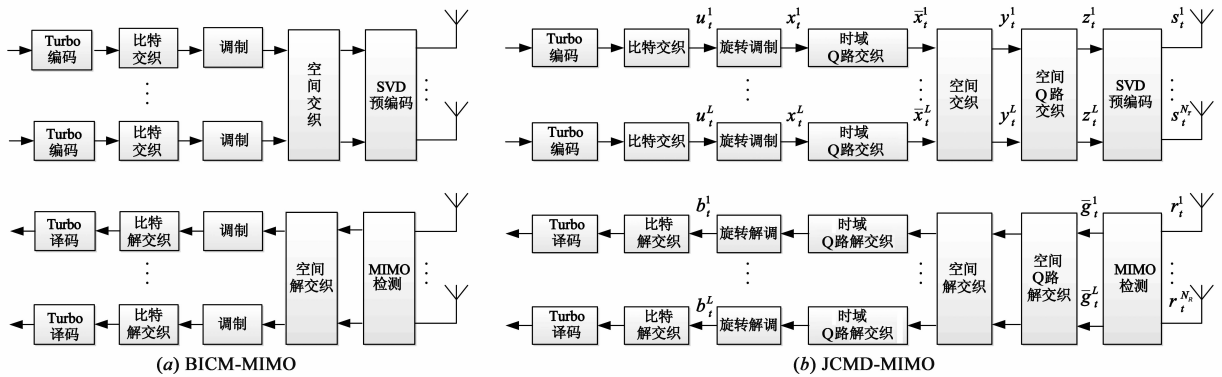


图1 BICM-MIMO与JCMD-MIMO对比

## 2 联合编码调制分集 MIMO 方案

一种新的  $L$  层的 JCMD-MIMO 方案如图 1(b) 所示. 与此相对应, 广泛用于目前无线通信协议中的传统 BICM-MIMO 方案如图 1(a).

不失一般性, 假设图 1(b) 中方案为具有  $L$  层的秩为  $n_L$  的  $N_R \times N_T$  MIMO 系统. 其中,  $N_R$  和  $N_T$  分别表示接收和发送天线数目, 且  $L \leq n_L \leq \min\{N_R, N_T\}$ . 对第  $i$  ( $i \in [1, L]$ ) 个空间层,  $K$  个信息比特首先送入 Turbo 编码器产生  $N$  比特长度的码字, 随后  $P$  个码字之间进行交织, 产生调制输入比特序列  $\{u_i^k\}$ . 随后, 调制输入序列的  $m$  个连续比特按照 QAM 星座点映射为复数值符号, 从而在第  $i$  层产生  $\frac{N}{m} \times P$  个符号长度序列  $\{x_i^k\}$ . 对于第  $i$  层上的符号序列的正交(Q)分量, 通过一个时域的伪 S 随机<sup>[10]</sup>分量交织器之后, 与原始的同相(I)分量产生新的符号序列  $\{\bar{x}_i^k\}$ . 这里  $\bar{x}_i^k$  表示第  $t$  时刻第  $i$  层上的发送符号. 随后,  $L$  层符号通过 TLST 系统中的螺旋移位空间交织器进行交织, 其交织规则如下:

$$y_i^k = \bar{x}_i^k, \quad k = (i + t - 2) \bmod L + 1 \quad (1)$$

其中,  $\bar{x}_i^k$  表示第  $t$  时刻第  $i$  层上交织前的发送符号;  $y_i^k$  表示第  $t$  时刻第  $k$  层上空间交织输出符号,  $k, i \in [1, L]$ . 对于每个符号  $y_i^k$  都由其正交分量  $y_i^k(Q)$  和同相分量  $y_i^k(I)$  构成. 随后对于  $L$  层符号的正交分量进行空间 Q 路交织, 假设交织输出第  $t$  时刻第  $k$  层上符号的正交分量为  $z_i^k(Q)$ , 交织规则如下:

$$z_i^k(Q) = y_i^i(Q), \quad k = L - i + 1 \quad (2)$$

空间 Q 路交织的运算规则可以与式(2)的倒序交织不同. 例如, 也可以使用如下的循环移位交织规则:

$$z_i^k(Q) = y_i^i(Q), \quad k = i \bmod L + 1 \quad (3)$$

在理想 CSI 条件下, 我们在下文中证明式(2)中的倒序交织规则优于其它的交织规则. 如果在发送端未知 CSI, 可以采用式(3)中的循环移位交织规则.

$\mathbf{Z} = (z_1^1, z_1^2, \dots, z_1^{L-1}, 0, \dots, 0)^T$  表示上述交织后,  $t$  时刻  $N_T$  个符号的列向量, 对于  $N_T > L$  的情况, 在尾部填充  $(N_T - L)$  个 0. 假设发送端已知  $N_R \times N_T$  MIMO 信道矩阵  $\mathbf{H}$ , 按照 SVD 理论, 可以得到:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (4)$$

其中运算  $(\cdot)^H$  表示求矩阵共轭转置.  $\mathbf{D}$  为  $N_R \times N_T$  非负

对角阵, 包含  $n_L$  个非零降序奇异值  $\sqrt{\lambda_1} \geq \sqrt{\lambda_2} \geq \dots \geq \sqrt{\lambda_{n_L}} > 0$ .  $\lambda_i$  表示  $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H$  的第  $i$  大的非零特征值.  $\mathbf{U}$  为  $N_R \times N_R$  的酉矩阵, 同样的,  $\mathbf{V}$  为  $N_T \times N_T$  的酉矩阵. 基于 SVD 的线性预编码过程可以表示为:

$$\mathbf{S} = \mathbf{VZ} \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{S}$  为同一时刻下  $N_T$  个发送天线上的  $N_T$  个发送符号构成的列向量. 相应的, 经过 MIMO 信道之后的接收向量可表示为:

$$\mathbf{R}' = \mathbf{HS} + \mathbf{W}' \quad (6)$$

其中  $\mathbf{R}' = (r_1^i, r_2^i, \dots, r_{N_R}^i)^T$  表示同一时刻下  $N_R$  个接收发送天线上的  $N_R$  个接收符号构成的列向量.  $\mathbf{W}'$  为  $N_R$  个接收天线端口上对应的均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的 AWGN 随机变量构成的列向量.

在接收端, 首先进行 MIMO-SVD 检测:

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}^H \mathbf{R}' \quad (7)$$

$\mathbf{G} = (g_1^i, g_2^i, \dots, g_{N_R}^i)^T$  表示  $i$  时刻 SVD 解预编码输出列向量. 联立式(4)~(7), 得到:

$$\mathbf{G} = \mathbf{DZ} + \mathbf{W} \quad (8)$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{U}^H \mathbf{W}' \quad (9)$$

这里  $\mathbf{W}$  仍为一个  $N_R$  个元素的均值为 0, 方差为  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$  的高斯随机变量列向量. 由于 SVD 预编码, MIMO 信道可以视为  $L$  路并行的衰落信道, 对第  $i$  层有

$$g_i^i = \sqrt{\lambda_i} z_i^i + w_i^i \quad (10)$$

如果  $N_R > L$ , 丢弃尾部的  $(N_R - L)$  个噪声信号  $\mathbf{G}' = (g_{L+1}^i, g_{L+2}^i, \dots, g_{N_R}^i)^T$ .

随后, 进行相应的空间 Q 路解交织和空间解交织操作, 并对每层的接收符号序列进行相应的时域 Q 路解交织以及 QAM 解调, 输出对应的  $N$  个编码比特的对数似然比 (Log-Likelihood-Ratios, LLR). Turbo 译码器利用解交织后的 LLR 进行译码得到每层的信息比特.

JCMD-MIMO 中的层数  $L$  可以为满足  $L \in [1, \text{rank}(\mathbf{H})]$  的任意整数, 下文将给出自适应层数选择算法.

## 2.1 旋转调制 (RM)

与传统的 MPSK/QAM 调制相比, 旋转调制可以通过将星座点旋转一定角度来获得调制分集增益<sup>[1]</sup>. 对于  $n$  维的 QAM 星座点  $\mathbf{u}'$ ,  $n$  维旋转星座点  $\mathbf{x}$  可以通过旋转矩阵  $\mathbf{R}$  与  $\mathbf{u}'$  相乘得到. 例如, 对于 2 维星座  $\mathbf{u}' = (a, b)$ , 旋转角度  $\theta_1$  得到新的旋转星座点  $\mathbf{x} = (x, y)$ . 以上操作可以表示为:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \mathbf{R}_2 \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} \quad (11)$$

所有点  $\{\mathbf{x} = \mathbf{R}\mathbf{u}', \mathbf{u}' \in \mathcal{Z}^n\}$  的集合属于  $n$  维的格 (Lattice)  $\mathcal{Z}_{n,D}$ . 多维信号集合的调制分集度  $D$  为任意两

个星座点之间的不同分量的最小数目<sup>[1]</sup>.

旋转  $\frac{\pi}{4}$ -QPSK 星座点

如图 2 所示, 其中  $\theta_1$  为式 (11) 中的旋转角度. 通过调整旋转角度, 可以使得分集度最大化. 旋转角度的选取对于系统的性能至关重要. 事实上, 可以首先考虑简单的删余信道下的一维星座点信号, 该星座

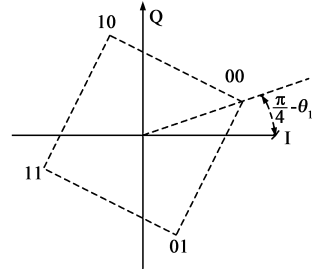


图2 旋转QPSK星座点

点可以视为旋转 QAM 星座点在删余信道下在每一个维度上的投影. 给定每个维度的能量, 选择的角需要使得任意两个相邻投影星座点的最小距离最大化. 这也就意味着需要投影星座点均匀分布. 相应的最优角度取值取决于调制阶数. 对于 2 维旋转  $2^{2k}$  QAM, 最优旋转角度  $\theta = \arctan\left(\frac{1}{2^k}\right)$ . 事实上, 在衰落信道下, 对于编码的旋转调制系统, 最优的旋转角度取决于调制阶数以及码率. 对于最优的旋转角度, 很难得到理论的闭式解. 然而对于高码率, 计算机仿真结果证明最优的旋转角度与上述角度接近, 因此这种基于投影距离的角度值可以视为高码率情况下的次优解. 对于特定的应用场景, 我们可以通过计算机仿真在该取值附近来搜索精确的最优角度. 然而, 对于低码率, 最优角度的取值减小, 同时编码增益降低. 通过上述的理论分析和全面的仿真研究, 不同 Turbo 编码的调制编码方案 (Modulation Coding Scheme, MCS) 下的最优旋转角度总结于表 1 中. 通过大量的仿真测试, 对于不同类型的衰落信道, 最优的旋转角度保持不变, 因此在应用中有较好的鲁棒性.

表 1 不同 MCS 下最优旋转角度

码率	QPSK	16QAM	64QAM
1/2	22°	1.5°	1°
2/3	25.5°	12°	5°
5/6	26.6°	18.43°	14.0°

## 2.2 旋转 QAM 解调和译码

在接收端, SVD 预解码以后, 每层上的信号经过相应的空间 Q 路解交织, 空间解交织以及时域 Q 路解交织之后, 得到接收 QAM 调制符号. 随后, 使用串形级联的软入软出解调器和 Turbo 译码器来逼近 ML 接收机性能. 假设理想 CSI, 软解调产生的编码比特  $c_{i,m}$  的对数似然比  $\Omega(c_{i,m})$  可以表示如式 (12). 其中  $c_{i,m}$  表示每层上经过时域 Q 路解交织之后的第  $i$  个接收符号对应的第  $m$  个比特.

$$\Omega(c_{i,m}) = \max_{j \in \mathcal{S}_m^0} \{E_{i,j}\} - \max_{j \in \mathcal{S}_m^1} \{E_{i,j}\} \quad (12)$$

其中,  $s_m^0 = \{i | s_{i,m} = 0\}$ ,  $s_m^1 = \{i | s_{i,m} = 1\}$ ,  $s_{i,m}$  表示发送调制符号集合  $s_m^a$ ,  $a \in \{0, 1\}$  中的第  $i$  个符号对应的第  $m$  个比特. 对于 2 维旋转解调,  $E_{i,j}$  定义为:

$$E_{i,j} = -\frac{1}{N_0} (|c_i^1 - H_{i,j}^1 x_j^1|^2 + |c_i^0 - H_{i,j}^0 x_j^0|^2) \quad (13)$$

其中  $N_0$  为白噪声功率谱密度,  $N_0 = 2\sigma^2$ .  $c_i^1$  和  $c_i^0$  分别为  $Q$  路解交织后的第  $i$  个接收符号的 I 路(同相)和  $Q$  路(正交)分量. 简单起见, 去除了其时间序号和所属层的序号.  $H_{i,j}^1$  和  $H_{i,j}^0$  分别为对应于  $c_i^1$  和  $c_i^0$  的信道衰落的幅度.  $x_j^1$  和  $x_j^0$  分别表示图 1(b) 中发送端旋转调制之后的符号集合  $s_m^a$  中第  $j$  个旋转调制星座点的 I 路和  $Q$  路分量. 图 3 给出了旋转格雷映射的 QPSK 解调示意图.

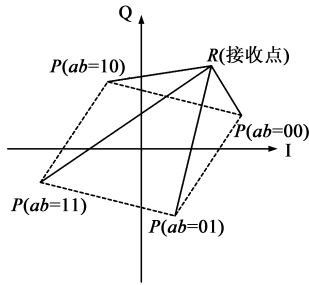


图3 旋转格雷映射QPSK解调示意图

随后, 对数似然比  $\Omega(c_{i,m})$  经过解交织后作为 Turbo 译码器的输入. 最后根据 Turbo 译码器产生的后验概率进行硬判决得到信息比特.

### 3 可达速率以及最优分量交织器的理论分析

图 4 说明了最简单的秩为 2 的 MIMO 的例子, 假定具有两个信道特征值  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$ . 由于 SVD 分解, BICM-MIMO 可以视为两路并行的衰落信道, 空间层 1 和层 2 分别对应特征值  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$ . 相应的, 空间层 1 和层 2 所对应的衰落幅度系数分别为  $\sqrt{\lambda_1}$  和  $\sqrt{\lambda_2}$ , 如图 4 左边所示. 假定每层的每个复值符号具有相同的发送功率  $\frac{P}{2}$ , 那么层 1 和层 2 对应的接收符号功率分别为  $\frac{\lambda_1 P}{2}$  和  $\frac{\lambda_2 P}{2}$ , 其中  $P$  为两层总的发送功率. 根据香农理论, BICM-MIMO 系统的可达速率如式(14).

$$C_1 = W \cdot \log_2 \left[ \left( 1 + \frac{\lambda_1 P}{2\sigma^2} \right) \left( 1 + \frac{\lambda_2 P}{2\sigma^2} \right) \right] \\ = W \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2\sigma^2} P + \frac{\lambda_1 \lambda_2}{4\sigma^4} P^2 \right) \quad (14)$$

其中  $W$  为信号带宽,  $\sigma^2$  为高斯白噪声的方差. 由于正交调制, 每层符号的 I 路分量和  $Q$  路分量的发送功率分别为  $\frac{P}{4}$ . 对于 JCMD-MIMO 系统, 在接收端进行空间  $Q$  路解交织后, 每个符号的 I 路与  $Q$  路对应的衰落幅度系数不同, 一个为  $\sqrt{\lambda_1}$ , 另一个为  $\sqrt{\lambda_2}$ . 因此, I 路和  $Q$  路

的接收功率也不相同, 一个为  $\frac{\lambda_1 P}{4}$ , 另一个为  $\frac{\lambda_2 P}{4}$ . 所以每层上接收符号的总功率为  $\frac{(\lambda_1 + \lambda_2) P}{4}$ . 也就是说, 对于 JCMD-MIMO 系统, SVD 分解之后, 可以视为两路衰落幅度系数均为  $\sqrt{\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2}}$  的独立平行的衰落信道, 如图 4 中右边所示. 因此, JCMD-MIMO 系统的可达速率为:

$$C_2 = W \cdot \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_1 + \lambda_2) P}{4\sigma^2} \right]^2 \\ = W \cdot \log_2 \left[ 1 + \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2\sigma^2} P + \frac{(\lambda_1 + \lambda_2)^2}{16\sigma^4} P^2 \right] \quad (15)$$

易知  $(\lambda_1 + \lambda_2)^2 \geq 4\lambda_1 \lambda_2$  (等号仅在  $\lambda_1 = \lambda_2$  时成立), 我们可以得到结论:  $C_2 \geq C_1$ . 当且仅当  $\lambda_1 = \lambda_2$  时,  $C_2 = C_1$ .

因此, 我们可以得到以下引理:

**引理 1** 对于任意秩为 2 的恒定参数 MIMO 信道, JCMD-MIMO 系统的恒定可达速率不小于等功率分配下的 BICM-MIMO 系统. 当且仅当其信道矩阵特征值相等时, 两者可达速率相等, 否则 JCMD-MIMO 系统的恒定可达速率大于等功率分配下的 BICM-MIMO 系统.

对于实际的秩为 2 的衰落信道, 遍历的可达速率等于所有可能信道特征值实现的恒定可达速率的数学期望. 通常情况下, 两个特征值相等的情况极少, 因此我们可以得到以下定理:

**定理 1** 对于任意实际秩为 2 的 MIMO 衰落信道, JCMD-MIMO 系统的遍历的可达速率大于等功率分配的 BICM-MIMO 系统.

尽管没有给出定量增益, 定理 1 揭示了 JCMD-MIMO 对于 BICM-MIMO 可达速率的相对优势.

对于更一般的情况, 假设秩为  $L$  的 MIMO 信道矩阵的降序排列的特征值向量为  $\bar{\lambda} = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$ . JCMD-MIMO 系统中,  $Q$  路分量交织器仅改变了  $L$  个传输层上的  $Q$  路分量所对应的特征值向量的顺序, 从而产生重新排序的  $Q$  路分量对应的特征值向量  $\bar{\rho} = \{\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_L\}$ , 其中  $\bar{\rho}$  的元素为  $\bar{\lambda}$  的元素经过空间  $Q$  路交织后的新排序结果. 由于采用正交调制, JCMD-MIMO 可以视为  $L$  路独立并行的衰落信道, 其对应的等效特征值向量为  $\bar{\mathbf{v}} = \frac{\bar{\lambda} + \bar{\rho}}{2}$ . 因此, 对于秩为  $L$  的 JCMD-MIMO 系统的可达速率为:

$$C_L(\bar{\rho}) = W \cdot \sum_{i=1}^L \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i + \rho_i P}{2\sigma^2 L} \right) \\ = W \cdot \log_2 \left[ \prod_{i=1}^L \left( 1 + \frac{\lambda_i + \rho_i P}{2\sigma^2 L} \right) \right] \quad (16)$$

其中  $P$  表示  $L$  个传输层的总发送功率. 因此, 我们可以通过寻找最优的  $\bar{\rho}$  来最大化系统可达速率  $C_L$ . 我

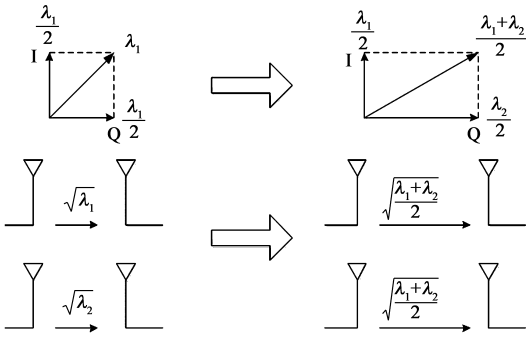


图4 BICM-MIMO与JCMD-MIMO可达速率对比

们可以得到以下定理:

**定理 2** 对于秩为  $L$  的 JCMD-MIMO 系统,其信道矩阵降序排列的特征值向量为  $\bar{\lambda} = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$ . 为了最大化系统可达速率,最优的  $Q$  路交织器的向量为  $\bar{\omega} = \{\lambda_L, \lambda_{L-1}, \dots, \lambda_1\}$ ,也就是说,  $\bar{\omega}$  为  $\bar{\lambda}$  的倒序重排结果.

定理 2 的证明在附录 A 中给出. 因此,第二部分中,倒序空间  $Q$  路交织器的交织规则如式(3)所示,以得到最大的可达速率. 实际上, BICM-MIMO 系统可以视为 JCMD-MIMO 系统在  $\bar{\rho} = \bar{\lambda}$  情况下的特例. 当  $\bar{\rho} = \bar{\lambda}$ , 用同样的数学方法可以证明  $C_L(\bar{\lambda})$  为系统最小的可达速率. 因此,我们可以得到以下定理:

**定理 3** 对于秩为  $L$  的 JCMD-MIMO 系统,对应降序特征值向量  $\bar{\lambda} = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$ ,可达速率的上界为  $C_L(\bar{\omega})$ ,其中  $\bar{\omega}$  为  $\bar{\lambda}$  的倒序排列;可达速率的下界为 BICM-MIMO 的可达速率  $C_L(\bar{\lambda})$ .

众所周知,根据注水定理,空间子信道的 SNR 越低,分配的功率越小甚至为零. 因此,理想 CSI 下,我们可以设计类似的基于最大化可达速率的 JCMD 系统的自适应传输方案. 首先,我们可以计算出  $n_L$  个可达速率  $C_L(\bar{\omega})$ ,  $L \in [1, n_L]$ , 其中  $n_L = \text{rank}(\mathbf{H})$ ,  $C_L(\bar{\omega}) = W \cdot \sum_{i=1}^L \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_i + \lambda_{L+1-i})P}{2\sigma^2 L} \right]$ . 然后,我们通过最大化  $C_L(\bar{\omega})$  选取最终 JCMD-MIMO 系统用于传输的层数  $L_{opt}$ , 也就是说,

$$L_{opt} = \arg \max_L \{ C_L(\bar{\omega}), L \in [1, n_L] \} \quad (17)$$

例如,对于秩为 2 的 JCMD-MIMO 系统,假设特征值  $\lambda_1 \geq \lambda_2$ , 我们可以得到两种方案的 SNR 临界值  $s_0 = \frac{P}{\sigma^2} = \frac{8(\lambda_1 - \lambda_2)}{(\lambda_1 + \lambda_2)^2}$ . 那么,如果  $\text{SNR} \geq s_0$ , 采用两层传输 JCMD 方案, 否则,采用对应于最大信道特征值的单层 JCMD-SISO 方案. 即便对于 JCMD-SISO 方案,由于时域  $Q$  路分量交织器的采用,在衰落信道下, JCMD 可以获得时分集来增强解调和译码的可靠性. 所以,这种自适应方

案无论在低信噪比区间和高信噪比区间,相比注水功率分配的 BICM-MIMO 方案都能够取得性能优势.

## 4 仿真结果和性能分析

对于  $2 \times 2, 4 \times 4$  和  $8 \times 8$  的 MIMO 系统,在块衰落 (block fading) 信道下,对提出的 JCMD-MIMO 与传统等功率分配的 BICM-MIMO 系统进行了仿真对比,如图 5 和图 6 所示. 其中, JCMD-MIMO 的空间层数固定与发送天线数相等. 这里 BICM-MIMO 表示图 1(a) 中的 BICM-TLST 方案,两种方案都基于理想 CSI 和 SVD 预编码. 方案中采用 3GPP LTE Turbo 码,全面的仿真了不同的码率 (1/2, 5/6) 以及不同的调制阶数 (QPSK, 16QAM, 64QAM). 信息比特长度选取 1920 比特.

对于块衰落信道下,采用 1/2 码率 Turbo 编码 QAM 调制的  $2 \times 2$  MIMO 系统的误帧率 (FER) 性能对比如图 5 所示. 图中, QPSK, 16QAM 和 64QAM 调制下的 JCMD-MIMO 系统在 FER = 0.01 处分别可以获得 7.6dB, 5dB 以及 2.3dB 的 SNR 增益. 采用的旋转角度如表 1 中所示. 码率越高,最优旋转角度越大. 调制阶数越高,最优旋转角度越小.

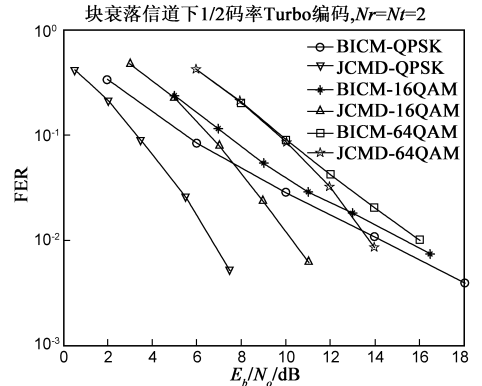


图5 块衰落信道下, 1/2码率, 2x2 MIMO系统FER性能对比

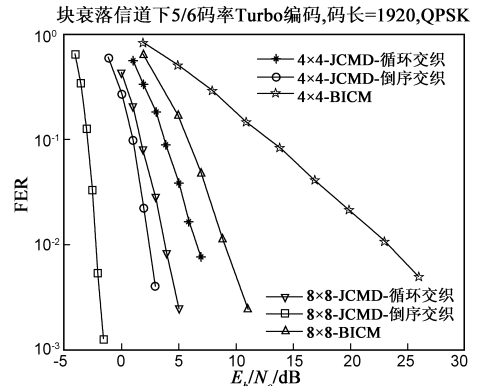


图6 块衰落信道下, 5/6码率QPSK, MIMO系统FER性能对比

为了评估采用不同空间  $Q$  路交织器算法的性能,

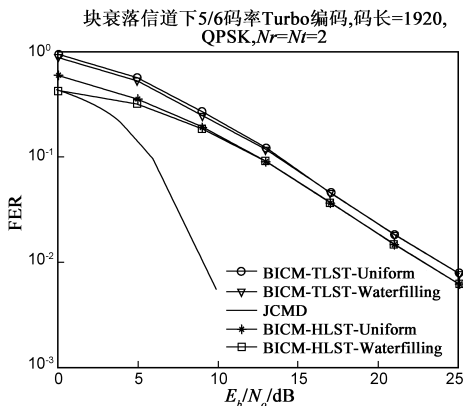


图7 5/6码率Turbo编码, JCMD-MIMO与注水功率分配 BICM-MIMO系统FER性能对比

图6给出了块衰落信道下,采用5/6码率Turbo编码, QPSK调制的 $4 \times 4$ 和 $8 \times 8$ MIMO系统的FER性能对比曲线.图中,倒序交织和循环交织两种Q路交织算法的JCMD-MIMO系统性能均明显优于BICM-MIMO,并且采用倒序Q路交织器的JCMD-MIMO系统性能最优,这与定理3吻合.

对于注水功率分配BICM-MIMO方案,图7描述了在 $2 \times 2$ 块衰落信道下,采用5/6码率Turbo编码和QPSK调制,提出的自适应JCMD-MIMO方案与等功率分配和注水功率分配下的BICM-TLST和BICM-HLST系统的FER性能对比.图中,不论对于采用注水功率分配还是等功率分配的BICM方案,不论对于BICM-TLST还是BICM-HLST方案,自适应JCMD-MIMO方案总能表现出更好的性能优势.这也证明了JCMD-MIMO在各种场景下的高效性,可靠性和健壮性.

## 5 结论

本文提出了一种新的高频谱效率的自适应JCMD-MIMO方案.该方案重点研究了Turbo编码, QAM和MIMO的联合优化.通过引入空域和时域分量交织器以及旋转调制,提出方案可以有效利用旋转QAM的调制分集, MIMO系统的空间分集以及Turbo码的编码增益.首次证明了JCMD-MIMO的可达速率大于传统的BICM-MIMO系统,并提出了最优空间分量交织器以及自适应层数选择方案以最大化JCMD-MIMO的可达速率.仿真结果表明,新提出的方案与传统BICM-MIMO方案相比可以获得明显的SNR增益.总之,新方案简单高效,可靠健壮.

## 附录A 定理2的证明

证明:

假设存在一个非升序排列的特征值向量 $\bar{\rho}'$ 相比于 $\bar{\omega}$ 能够获得更大的系统可达速率 $C_L(\bar{\rho}')$ ,那么我们一

定能够在 $\bar{\rho}'$ 找到一组元素 $\{\rho'_i, \rho'_{i+1}\}$ 满足 $\rho'_i > \rho'_{i+1}$ .我们可以构建一个新的向量 $\eta = \{\rho'_1, \rho'_2, \dots, \rho'_{i-1}, \rho'_{i+1}, \rho'_i, \rho'_{i+2}, \dots, \rho'_L\}$ ,其中只改变了 $\bar{\rho}'$ 中 $\{\rho'_i, \rho'_{i+1}\}$ 的顺序.因此,我们可以得到不同的 $\frac{C_L(\eta) - C_L(\bar{\rho}')}{W}$ 值:

$$\begin{aligned} & \frac{C_L(\eta) - C_L(\bar{\rho}')}{W} \\ &= \sum_{k=1}^L \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_k + \eta_k)P}{2\sigma^2 L} \right] - \sum_{k=1}^L \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_k + \rho'_k)P}{2\sigma^2 L} \right] \\ &= \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_i + \eta_i)P}{2\sigma^2 L} \right] + \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_{i+1} + \eta_{i+1})P}{2\sigma^2 L} \right] \\ &\quad - \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_i + \rho'_i)P}{2\sigma^2 L} \right] - \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_{i+1} + \rho'_{i+1})P}{2\sigma^2 L} \right] \\ &= \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_i + \rho'_{i+1})P}{2\sigma^2 L} \right] + \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_{i+1} + \rho'_i)P}{2\sigma^2 L} \right] \\ &\quad - \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_i + \rho'_i)P}{2\sigma^2 L} \right] - \log_2 \left[ 1 + \frac{(\lambda_{i+1} + \rho'_{i+1})P}{2\sigma^2 L} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

令常数 $c = \frac{P}{2\sigma^2 L}$ ,那么,

$$\frac{C_L(\eta) - C_L(\bar{\rho}')}{W} = \log_2 \frac{M_1}{M_2} \quad (19)$$

其中,

$$\begin{aligned} M_1 &= 1 + c(\lambda_i + \rho'_i + \lambda_{i+1} + \rho'_{i+1}) \\ &\quad + c^2(\lambda_i + \rho'_{i+1})(\lambda_{i+1} + \rho'_i) > 0 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} M_2 &= 1 + c(\lambda_i + \rho'_i + \lambda_{i+1} + \rho'_{i+1}) \\ &\quad + c^2(\lambda_i + \rho'_i)(\lambda_{i+1} + \rho'_{i+1}) > 0 \end{aligned} \quad (21)$$

因此,

$$M_1 - M_2 = c^2(\lambda_i - \lambda_{i+1})(\rho'_i - \rho'_{i+1}) \quad (22)$$

因为 $\lambda_i > \lambda_{i+1}$ ,并且 $\rho'_i > \rho'_{i+1}$ ,所以 $M_1 - M_2 > 0$ ,也就是说 $\frac{M_1}{M_2} > 1$ .那么 $C_L(\eta) - C_L(\bar{\rho}') > 0$ .

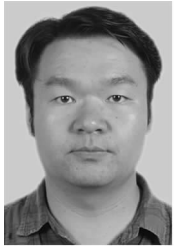
也就是说,我们找到了一个反例,使得 $\eta$ 可以使系统可达速率大于 $C_L(\bar{\rho}')$ ,这与之前最大可达速率为 $C_L(\bar{\rho}')$ 的假设相违背.因此,最优的交织后的特征值向量 $\bar{\rho}$ 为 $\bar{\lambda}$ 的倒序重排结果.

## 参考文献

- [1] J Boutros, E Viterbo. Signal space diversity: A power and bandwidth efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1998, 44(4): 1453 - 1467.
- [2] Wu Zhanji, Wang Wenbo. A novel joint-coding-modulation-diversity OFDM system[A]. Global Mobile Congress 2010[C]. China; IEEE Computer Society, 2010. 307 - 312.
- [3] Wu Zhanji, Wang Wenbo. Improved coding-rotated-modulation orthogonal frequency division multiplexing system[J]. IET Communications, 2012, 6(3): 272 - 280.
- [4] B Vucetic and Jinhong Yuan. Space-Time Coding[M]. USA: John Wiley & Sons Ltd, 2003. 184 - 221.

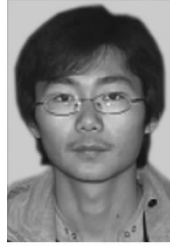
- [5] G Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996, 1(2): 41 - 59.
- [6] N F Kiyani, and J H Weber. OFDM with BICM-ID and rotated MPSK constellations and signal space diversity[A]. 14th IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology [C]. United States: Inst of Elec and Elec Eng Computer Society, 2007. 1 - 4.
- [7] T Clevorn, S Godtmann, and P Vary. PSK versus QAM for iterative decoding of bit-interleaved coded modulation[A]. IEEE Global Telecommunications Conference'04[C]. United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2004. 341 - 345.
- [8] G Caire, G Taricco, E Biglieri. Bit-interleaved coded modulation[J]. IEEE Trans Inform Theory May 1998, 44(3): 927 - 946.
- [9] H El Gamal, A R Hammons. A new approach to layered space-time coding and signal processing[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2001, 47(6): 2321 - 2334.
- [10] 吴湛击, 吴伟陵. 随机排序的优化算法[J]. 电子学报, 2000, 28(11): 77 - 79.  
Wu Zhanji, Wu Weiling. Optimal algorithm of random sort [J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(11): 77 - 79. (in Chinese)

### 作者简介



**吴湛击** 男, 1977年生, 江苏宜兴人. 博士, 北京邮电大学信息与通信工程学院副教授, 博士生导师. 主要研究方向为信息论编码与无线传输技术.

E-mail: wuzhanji@bupt.edu.cn



**高翔** 男, 硕士研究生, 研究方向为信息与通信系统.