

# 时延约束条件下 MIMO 多接入信道传输策略和功率分配

潘成康, 蔡跃明, 徐友云

(解放军理工大学通信工程学院, 江苏南京 210007)

**摘 要:** 本文分析了时延约束条件下多输入多输出(MIMO)多接入信道的发送优化问题, 利用标准优化方法, 给出了多用户的传输策略和功率分配方案, 具体分两步考虑: 第一步通过应用顺序译码方法, 给出每个用户基于干扰回避的分布式优化预编码字; 第二步对每个用户进行单用户信道的注水功率分配. 同时应用 MMSE(Minimum Mean Square Error)接收结构结合串行干扰消除技术, 给出了一种基于独立 SINR(Signal to Interference Plus Noise Ratio)准则的次优功率分配方案. 数值结果表明, 给出的最优传输和次优传输策略性能非常相近, 可以显著提高时延约束条件下系统的性能和容量.

**关键词:** 多输入多输出系统; 多接入信道; 时延约束容量; 功率分配; 干扰回避

**中图分类号:** TN929. 5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2004) 12A-118-05

## Transmission Strategy and Power Allocation for MIMO Multiple Access Channels with Delay-limited Constraints

PAN Cheng-kang, CAI Yue-ming, XU Your-yun

(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

**Abstract:** Transmission Optimization for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Multi access channel with delay limited constraints is analyzed. Applying standard optimization method, the transmission strategies and optimal power allocation schemes are proposed for users. To reduce the complexity of the optimal solution, the analysis is considered in two stages. The first stage gives the distributed optimal pre-codeword ensembles for users using successive decoding and interference avoidance methods. The second stage allocates power for users in the equivalent single user channel using the water filling method. The best possible ordering of users for successive decoding is also involved. We propose a suboptimal power control strategy based on individual SINR constraints as a substitute for the optimal one when employing the MMSE receiver with successive interference cancellation. Numerical results show that the optimum transmission strategy and the suboptimal one combined with power allocation have the similar performance and both are capable of improving the system capacity and performance.

**Key words:** multiple input multiple output; multi access channel; delay limited capacity; power allocation; interference avoidance

## 1 引言

多输入多输出(MIMO)系统可以有效地提高无线网络容量和性能<sup>[1]</sup>. 最近, 多用户 MIMO 系统容量及相应传输策略和功率分配策略得到了广泛的研究. 文献[2]利用用户同时迭代注水方法给出了最大化 MIMO 多接入信道(MAC)和容量的功率分配策略, 文献[3]给出了 MIMO MAC 系统遍历容量域结果. 但上述结果是基于无时延约束条件下获得的, 文献[4]研究了单输入单输出(SISO)MAC 信道时延约束容量域和功率分配方案, 而 MIMO MAC 时延约束容量域和相应容量获取策略

还没有成熟的研究结果. 由于多用户 MIMO 系统性能受限于同信道干扰, 干扰回避(发送端)和干扰消除(接收端)技术成为 MIMO 多用户容量和传输策略研究的关键. 目前, 通过发送接收联合处理并在发送端进行预编码优化设计的干扰回避方法得到了一定的研究<sup>[5-9]</sup>. 分布式预编码优化设计允许接入系统中的用户根据变化的干扰状态独立调整码字, 通过最大化信干比来获取更好的性能. 文献[5]利用最小特征值算法给出了一种分布式预编码优化设计进行干扰回避的方法, 文献[6]研究了单用户 MIMO 系统在 QoS 约束条件下的线性联合发送接收优化设计, 文献[7]分析了平均 MSE 和独立 MSE

约束条件下的 MIMO MAC 的优化传输方案. 同样, 上述研究结果都没有考虑用户的时延约束要求.

本文研究时延约束条件下 MIMO MAC 信道的传输策略问题, 同时考虑最优传输和线性接收时的次优传输. 过程可分为两步: 首先, 通过干扰消除和干扰回避联合设计, 给出用户的优化预编码, 这样将多接入信道转化为等效的并行单用户信道; 然后, 在单用户信道中进行注水分配, 给出用户最优的功率分配结果.

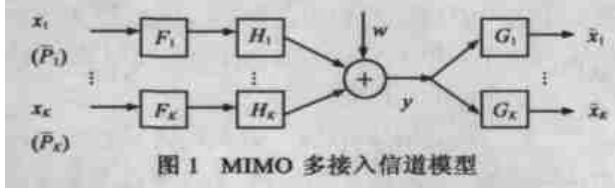


图 1 MIMO 多接入信道模型

## 2 系统模型

图 1 为单小区 MIMO 多接入信道简化模型, 设小区的基站有  $M$  个接收天线,  $K$  个用户, 每个用户有  $N_i$  个发送天线. 假设信道为平坦衰落信道, 接收端和发送端完全获知信道状态信息 (CSI), 利用 CSI 在发送端设计预编码矩阵  $F$ , 在接收端设计均衡矩阵  $G$ , 那么有

$$y = \sum_{i=1}^K H_i F_i x_i + w \quad (1)$$

其中,  $y \in C^{M \times 1}$  为接收信号,  $H_i \in C^{M \times N_i}$  为用户  $i$  到基站的信道矩阵,  $x_i \in C^{N_i \times 1}$  为信息序列, 满足  $x_i x_i^H \sim N(0, I)$ ,  $F_i \in C^{N_i \times L}$  为预编码矩阵, 要求  $L \leq \text{rank}(H_i)$ , 令  $Q_i = F_i F_i^H$  为发送协方差矩阵, 称之为传输策略, 满足平均功率约束  $E[\text{tr}(Q_i(n))] \leq \bar{P}_i$ .  $w \in C^{M \times 1}$  为接收端独立同分布、循环对称复高斯噪声向量, 满足  $w w^H \sim N(0, \sigma^2 I)$ .

定义 1  $R = (R_1, \dots, R_K)$  是时延约束容量域中的速率向量, 当且仅当对于任意的  $\varepsilon > 0$  和固定的译码时延  $T$ , 在任何衰落状态下, 存在一个码本序列  $\{(2^{TR_1}, 2^{TR_2}, \dots, 2^{TR_K}), T\}$  和译码方案, 使得译码错误概率  $P_e(T, R) < \varepsilon$ .

根据定义, MIMO MAC 时延约束容量域  $C_{DL}$  为

$$C_{DL} = \bigcup_{Q \in Q} \bigcap_{n \in N} C_n(n, Q) \quad (2)$$

这里,  $C_n(n, Q) = \{R: \sum_{i \in S} R_i(n) \leq \log_2 |I + \sum_{i \in S} H_i(n) Q_i(n) H_i^H(n)|, \forall S \subseteq \{1, \dots, K\}\}$  表示在信道状态  $n$  且给定每个用户的发送协方差矩阵时的系统容量域, 这是一个  $k$  维凸形域.  $N$  表示所有的用户信道衰落状态,  $Q$  是所有可行的传输策略, 即  $Q = (Q_1, \dots, Q_K) \in Q$  满足平均功率约束. 为保证用户  $i$  的时延要求, 发送端需要优化一个固定速率  $R_i$  发送数据, 如果  $R_i$  属于时延约束容量域, 则一定存在  $Q \in Q$ .

## 3 最优传输策略和功率分配

时延约束条件下最优功率分配可以表述为如下优化问题

$$\begin{aligned} \min \lambda^* P \\ \text{s.t. } R \in C_n(n, Q), E[\text{tr}(Q_i(n))] \leq \bar{P}_i, \\ Q_i(n) \geq 0, i = 1, \dots, K \end{aligned} \quad (3)$$

其中  $\lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K)$  为拉格朗日乘子, 是独立于信道状态

的参数, 其选择满足各用户的平均功率约束,  $P(n) = (P_1(n), \dots, P_K(n))$  为用户当前信道状态功率分配值. 上述问题等效为在每个信道状态进行功率分配, 因此下面的分析忽略信道状态标号  $n$ .

式 (3) 的优化问题可以通过顺序译码求解<sup>[4]</sup>. 对  $H_i H_i^H$  进行奇异值分解 (SVD), 则 MIMO 信道变为等效的  $m_i = \min(M, N_i)$  个并行 SISO 特征子信道, 令  $h_i$  为最大子信道增益 ( $H_i H_i^H$  最大奇异值). 认为, 如果  $h_i > h_j$ , 则用户  $i$  较用户  $j$  具有更好的信道质量.

在 SISO MAC 信道中, 文献 [4] 给出了时延约束条件下用户最优译码顺序, 即

$$\frac{\lambda_{\pi_1}}{h_{\pi_1}} \geq \frac{\lambda_{\pi_2}}{h_{\pi_2}} \geq \dots \geq \frac{\lambda_{\pi_K}}{h_{\pi_K}} \quad (4)$$

用户  $\pi_K$  首先译码, 用户  $\pi_1$  最后译码, 最后译码的用户没有其他用户间的干扰. 这样信道质量差的用户通常较后译码, 使得用较小的发送功率就可保证传输速率. 下面证明: 式 (4) 给出的译码顺序对 MIMO MAC 信道也是最优的.

令  $P_{t,i}$  为用户  $i$  第  $t$  个特征子信道上分配的功率,  $\sum_{t=1}^{m_i} P_{t,i} = P_i$ , 则式 (3) 可以重写为:

$$\min \sum_{i=1}^K \lambda_i \sum_{t=1}^{m_i} P_{t,i} \quad (5)$$

$$\text{s.t. } R \in C_n(n, Q), E[\sum_{t=1}^{m_i} P_{t,i}] \leq \bar{P}_i, i = 1, \dots, K$$

这样, 最优功率分配问题等效为  $\sum_{i=1}^K m_i$  个虚拟用户的功率分配 (一个实际用户  $i$  对应  $m_i$  个并行无干扰虚拟用户). 注意到  $P_{t,i}$  为空域注水分配结果且具有相同的功率代价  $\lambda_i$ , 假设虚拟用户  $t$  (属于用户  $i$ ) 具有最好的信道质量, 则虚拟用户分配最多的功率, 因此, 在时延约束条件下, 分配给实际用户的功率仅受虚拟用户的限制, 故式 (4) 给出的译码顺序是最优的.

设所有用户按式 (4) 给出的译码顺序  $\pi = (\pi_K, \dots, \pi_2, \pi_1)$  进行排序, 由此得到

$$R_i = \log_2 |I + (\sigma^2 I + \sum_{j=1}^{i-1} H_j Q_j H_j^H)^{-1} H_i Q_i H_i^H|, i = 1, \dots, K \quad (6)$$

由式 (6) 可以看出, 通过顺序译码, 多用户功率分配转化为单用户功率分配问题, 可以采用单用户功率注水的方法求解用户  $i$  所需的最小功率.

令  $Z_i = \sigma^2 I + \sum_{j=1}^{i-1} H_j Q_j H_j^H$  为用户  $i$  经受的干扰的协方差矩阵, 考虑到  $Q_i = F_i F_i^H$ , 利用  $\det(AB + I) = \det(BA + I)$  性质, 则式 (6) 转化为

$$R_i = \log_2 |I + H_i^H Z_i^{-1} H_i F_i F_i^H| \quad (7)$$

令  $R_i = H_i^H Z_i^{-1} H_i$ , 对其进行对角正交分解

$$R_i = U_i D_i U_i^H \quad (8)$$

其中,  $D_i = \text{diag}(d_{i,1}, \dots, d_{i,N_i})$  为对角矩阵, 则式 (7) 转化为

$$R_i = \log_2 |I + D_i U_i^H F_i F_i^H U_i| \quad (9)$$

令  $S_i = U_i^H F_i F_i^H U_i$ , 可得到

$$|I + D_i S_i| = 2^{R_i} \quad (10)$$

利用 Hadamard 不等式<sup>[10]</sup>, 最优矩阵  $S_i$  应该为一对角矩阵  $\text{diag}(S_{i,1}, \dots, S_{i,\bar{L}_i}, 0)$ , 满足

$$S_{i,m} = (\mu - 1/d_{i,m})^+, m = 1, \dots, \bar{L}_i \quad (11)$$

这里,  $\bar{L}_i = \text{rank}(\mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H)$ ,  $(x)^+ = \max(x, 0)$ , 由式(10)得到

$$\prod_{m=1}^{\bar{L}_i} (1 + d_{i,m}(\mu - 1/d_{i,m})^+) = 2^{R_i} \quad (12)$$

由式(12)求解出  $\mu$ , 那么用户所需的最小功率为  $P_i^{\min} =$

$\sum_m S_{i,m}$ , 进一步得到用户  $i$  的预编码矩阵,  $\mathbf{F}_i = \mathbf{U}_i \mathbf{S}'_i \mathbf{U}_i^H$  为  $\mathbf{U}_i$  的  $\bar{L}_i$  个最大特征值对应的特征向量组成的矩阵,  $\mathbf{S}'_i = \text{diag}(S_{i,1}^{1/2}, \dots, S_{i,\bar{L}_i}^{1/2})$ ,  $\text{tr}(\mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H) = P_i^{\min}$ .

预编码优化设计的本质是在空间域优化扩展用户的信息符号, 从而可以有效抑制用户间干扰, 同时获取天线分集增益; 同时, 每个用户预编码设计仅需知道与其相关的信道信息和系统协方差信息(包括译码顺序信息), 这样为用户预编码优化设计的分布执行和简化接收结构提供可能.

#### 4 线性接收和次优功率分配

下面给出时延约束条件下, 基于线性接收的发送接收优化问题. 令  $\mathbf{G}_i$  为接收端用户  $i$  线性均衡矩阵, 同时考虑串行干扰抵消(SIC)接收. 假设用户首先判决, 用户 1 最后判决(判决顺序与式(4)一致, 这一点与传统的 SIC 接收不同, 传统 SIC 接收基于接收 SINR 排序), 则接收端判决问题为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k &= \text{sign}(\mathbf{G}_k \mathbf{y}) \\ \mathbf{x}_i &= \text{sign}(\mathbf{G}_i \mathbf{y}_i), i = 1, \dots, K-1 \end{aligned} \quad (13)$$

这里,  $\mathbf{y}_i = \sum_{j=1}^i \mathbf{H}_j \mathbf{F}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{w}'$ ,  $\mathbf{w}'$  为用户  $i+1, \dots, K$  判决后的等效噪声,  $\mathbf{w}' \mathbf{w}'^H \sim N(0, \sigma_i^2 \mathbf{I})$ ,  $\sigma_i^2$  为等效噪声功率. 用户  $i$  的 MSE 定义为

$$\begin{aligned} \text{MSE}_i &= E[(\tilde{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)(\tilde{\mathbf{x}}_i - \mathbf{x}_i)^H] \\ &= \text{tr} \left[ \sum_{j=1}^i \mathbf{F}_j^H \mathbf{H}_j^H \mathbf{G}_i^H \mathbf{G}_i \mathbf{H}_j \mathbf{F}_j - \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{G}_i^H - \mathbf{G}_i \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i + \sigma_i^2 \mathbf{G}_i \mathbf{G}_i^H + \mathbf{I} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

定义拉格朗日函数,  $L_i = \text{MSE}_i - \mu_i \{ \text{tr}(\mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H) - \bar{P}_i \}$ , 对  $L_i$  求导并令其为零, 得到

$$\mathbf{G}_i = \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \left[ \sum_{j=1}^i \mathbf{H}_j \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \mathbf{H}_j^H + \sigma_i^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \quad (15)$$

对于固定的预编码矩阵  $\mathbf{F}$ , 式(15)给出了典型的 MMSE 线性接收结构. 将式(15)代入式(14), 得到

$$\text{MSE}_i = L - \text{tr}(\mathbf{H}_i \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}_i^{-1}) \quad (16)$$

这里,  $\mathbf{A}_i = \sum_{j=1}^i \mathbf{H}_j \mathbf{F}_j \mathbf{F}_j^H \mathbf{H}_j^H + \sigma_i^2 \mathbf{I}$ . 同样, 用户  $i$  的 SINR 由下式给出

$$\text{SINR}_i = \frac{\text{tr}(\mathbf{G}_i \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{G}_i^H)}{\text{tr}(\mathbf{G}_i \mathbf{A}_i \mathbf{G}_i^H)} \quad (17)$$

令  $\mathbf{A}'_i = \mathbf{A}_i - \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H$ , 将式(15)代入式(17)得

$$\text{SINR}_i = \text{tr}(\mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}'_i^{-1} \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i) \quad (18)$$

若用户  $i$  的传输速率  $R_i$  属于时延约束容量域, 根据定义 1, 在平均功率  $\bar{P}_i$  约束下, 其符号错误概率  $P_e(T, R)$  可以任意

小. 实际系统中, 首先给定用户速率  $R_i$  和目标误符号率  $P_e(T, R)$ , 在高斯分布假设条件下, 有  $P_e(T, R) = \xi Q(\sqrt{\zeta \text{SINR}})$ , 其中  $\xi$  和  $\zeta$  为取决于星座映射方式的常数(即与用户传输速率和编码时延相关的常数), 进一步有

$$R_i = \log_2(1 + \text{SINR}_i / \beta) \quad (19)$$

其中  $\beta$  与编码方案相关的参数. 此时, 优化功率分配可以由基于独立 SINR 准则的功率控制替代, 称这种控制为次优功率控制, 对应的传输方案称为次优传输方案.

首先由式(19)确定用户的目标 SINR 值, 设为  $\gamma = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K)$ , 则预编码  $\mathbf{F}$  设计表述为如下优化问题

$$\begin{aligned} \min \text{tr}(\mathbf{F} \mathbf{F}^H) \\ \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}'_i^{-1} \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i) \geq \gamma_i \end{aligned} \quad (20)$$

上述问题是一个非凸优化问题, 不过可以求解下述等效问题

$$\min \sum_{r=1}^{\bar{L}_i} \rho_{i,r}, \text{ s.t. } \sum_{r=1}^{\bar{L}_i} \rho_{i,r} \tau_{i,r} \geq \gamma_i \quad (21)$$

这里  $\bar{L}_i = \text{rank}(\mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H)$ ,  $\rho_{i,r}$  为  $\mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H$  的特征值,  $\tau_{i,r}$  为  $\mathbf{Z}'_i = \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}'_i^{-1} \mathbf{H}_i$  最大的  $\bar{L}_i$  个特征值. 当  $\bar{L}_i \leq \text{rank}(\mathbf{Z}'_i)$ , 式(21)的最优解为

$$\rho_{i,r} = \frac{\gamma_{i,r}}{\tau_{i,r}}, r = 1, \dots, \bar{L}_i \quad (22)$$

这里  $\gamma_{i,r} = (v - 1/\tau_{i,r})^+$ ,  $v$  满足  $\sum_{r=1}^{\bar{L}_i} \gamma_{i,r} = \gamma_i$ . 如果对式(20)附加约束条件, 即限制  $\mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}'_i^{-1} \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i$  为对角化, 且  $L = \bar{L}_i$ , 则式(20)的最优解为

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{U}_{Z'_i} \mathbf{\Lambda}_i \quad (23)$$

其中  $\mathbf{U}_{Z'_i} \in C^{N_i \times L}$  为  $\mathbf{Z}'_i$  最大  $L$  个特征值对应的特征向量构成的矩阵,  $\mathbf{\Lambda}_i \in C^{L \times L}$  为对角矩阵,  $\mathbf{\Lambda}_i = \text{diag}(\rho_{i,1}, \rho_{i,2}, \dots, \rho_{i,L})$ ,

由此得到用户  $i$  所需的最小功率为  $P_i^{\min} = \sum_{r=1}^{\bar{L}_i} \rho_{i,r}$ .

考虑单符号传输, 即  $L = 1$ ,  $\gamma$  对各用户平均功率归一化得  $\gamma' = (\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_K)$ , 如果

$$\sum_{i=1}^K \frac{1}{1 + \gamma'_i} > K - M \quad (24)$$

则给定的  $\gamma = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K)$  是可实现的. 下面证明这一点, 利用矩阵求逆定理  $(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} (\mathbf{D} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{C}^{-1})^{-1} \mathbf{D} \mathbf{A}^{-1}$  性质, 则式(16)可以改写为

$$\text{MSE}_i = \text{tr}((\mathbf{I} + \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}'_i^{-1} \mathbf{H}_i \mathbf{F}_i)^{-1}) \quad (25)$$

结合式(18)得

$$\text{MSE}_i = \frac{1}{1 + \text{SINR}_i} \quad (26)$$

同时由式(16)得

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^K \text{MSE}_i &= \sum_{i=1}^K L - \sum_{i=1}^K \text{tr}(\mathbf{H}_i \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}_i^{-1}) \\ &< \sum_{i=1}^K L - \text{tr} \sum_{i=1}^K (\mathbf{H}_i \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_i^H \mathbf{A}_K^{-1}) \\ &= K \cdot L - M + \sigma^2 \text{tr}(\mathbf{A}_K^{-1}) \end{aligned} \quad (27)$$

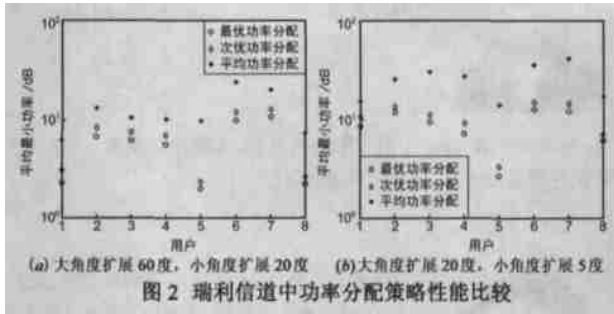
在固定 SNIR 条件下, 当  $K \rightarrow \infty$ ,  $\text{tr}(\mathbf{A}_K^{-1}) \rightarrow 0$ , 故在式(24) 条件下, 目标  $\gamma$  值可实现。

## 5 数值分析

考虑典型的市郊蜂窝传播环境<sup>[11]</sup>, 假设信道存在  $L_p$  个散射簇, 设第  $l$  簇散射体有相同的平均到达角  $\bar{\theta}_l$ , 实际到达角为  $\theta_l = \bar{\theta}_l + \theta_{l1}$ ,  $\theta_{l1} \sim N(0, \delta_l^2)$ ,  $\delta_l$  称为小角度扩展, 路径增益为  $g_l^2$ 。所有簇的  $\bar{\theta}_l$  的统计方差  $\Theta$  称为大角度扩展。基站天线相对间距为  $\Delta = d/\lambda_w$ ,  $d$  为天线间距,  $\lambda_w$  为载波波长, 则接收天线间相关矩阵定义为:

$$[\Gamma_l]_{a,b} = g_l^2 \cdot e^{-j2\pi(b-a)\Delta \cos(\bar{\theta}_l)} \cdot - (1/2)(2\pi(b-a)\Delta \sin(\bar{\theta}_l)\delta_l)^2, \\ a, b = 1, \dots, M \quad (28)$$

信道矩阵为  $\mathbf{H} = \sum_{l=1}^{L_p} \mathbf{R}_l^{1/2} \mathbf{H}_w$ ,  $\mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H = \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$  的特征值分布决定用户的译码顺序。



考虑各个用户信道状态满足独立同分布情况, 图 2 给出了瑞利衰落信道中  $8 \times 8$  MIMO 系统 (8 个发送天线, 8 个接收天线) 8 个用户以时延约束速率  $R = (1, 2, 2, 2, 1, 3, 3, 1) \text{ bit/s/Hz}$  传输时所需的最小平均功率, 其中最优化功率分配和次优化功率分配分别对应最优传输和次优传输, 平均功率分配表示用户在各自天线上独立平均功率分配时的传输策略。由图 2 可以看出, 采用功率分配方案可以显著降低用户的发送功率, 尤其对传输速率小的用户来说。同时可以看到, 随着用户信道相关性的增强 ((b) 较 (a) 信道具有更强的相关性), 用户所需的发送功率具有较大的增长, 但功率控制下用户的发送功率增幅远远小于无功率控制的情况, 即功率控制可以有效抑制信道相关性的不利影响, 在 (a)、(b) 两种情况下, 次优化功率分配策略都能很好的逼近最优功率分配策略的性能。

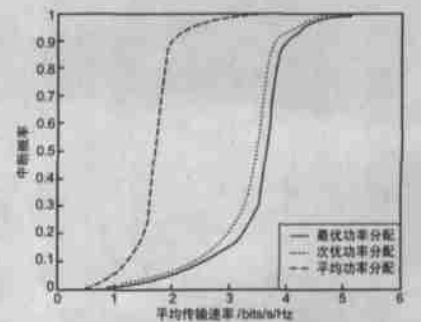
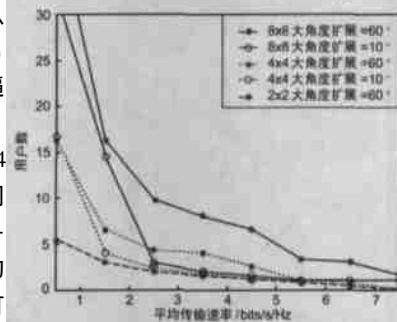
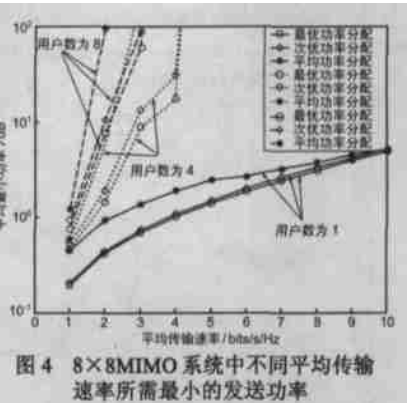
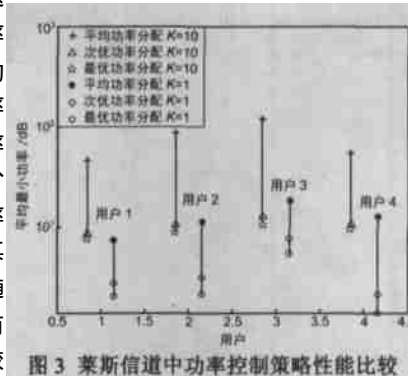
图 3 给出了莱斯信道中,  $8 \times 8$  MIMO 系统 4 个用户以  $R = (2, 2, 3, 1) \text{ bit/s/Hz}$  传输时, 不同功率分配方案的性能比较, 与图 2 的结果一致。随着  $K$  因子的增加, 信道呈现越来越强的相关性, 性能向 SISO 系统性能退化, 从图中可以看出, 当  $K$  因子 = 10 时, 对平均功率分配传输策略, 若设置 20dB 的平均功率约束和 50dB

的峰值功率约束, 则系统不能同时支持所有用户。而采用功率分配传输策略, 可以有效地满足用户的平均功率约束。

图 4 给出了大角度扩展为 60 度, 小角度扩展为 10 度的瑞利信道下,  $8 \times 8$  MIMO 系统在不同用户数情况下, 不同平均传输速率对应的最小发送功率。和图 2、图 3 一样的结论是, 次优功率分配能很好地逼近最优功率分配的性能, 并且功率控制比无功率控制具有很大的性能改善。从图中还可以看出, 由于多用户 MIMO 性能受限同信道干扰, 随着用户数和平均传输速率的增加, 用户所需的最小发送功率快速增加, 但采用功率控制的传输策略可以有效消除用户间干扰, 进而降低最小功率增加速度。

图 5 给出了不同传输速率下, 系统在最优化功率分配方案时所能支持的用户数, 每个用户平均约束功率为 20dB, 峰值功率约束为 50dB 时。从图中可以看出, 最优功率分配方案在多天线路数情况下, 性能较好。当大角度扩展为 60 度时, 在用户平均传输速率  $\bar{R} > 3.5 \text{ bit/s/Hz}$  时, 系统所能支持的用户数不大于接收天线数, 当  $\bar{R} > 7.5 \text{ bit/s/Hz}$  时, 系统只能支持一个用户。当大角度扩展为 10 度时, 系统性能随着用户传输速率的增加而迅速下降, 这是因为信道相关性增强, 使 MIMO 系统性能向 SISO 系统性能退化, 同时大的传输速率要求需要大的发送功率保证, 使得用户间干扰增强, 因而系统只能支持较少的用户。

图 6 给出了  $8 \times 8$  MIMO 系统 8 个用户时, 不同平均传输速率对应的中断概率 (当峰值功率大于 50dB, 中断发生), 从图中可以看出, 最优 (次优) 功率分配传输策略有效地降低了用户的传输中断概率, 显著提高了系统的性能。



## 6 结论

本文通过采用分布式基于干扰回避的优化预编码设计,得到了时延约束条件下 MIMO MAC 最优传输策略和功率分配方案.同时,本文研究了基于 MMSE 接收结构结合 SIC 技术的发送接收的线性优化问题,证明了此时优化功率控制等效为基于独立 SINR 准则的功率控制.数值分析表明,所提出的传输策略能很好地逼近时延约束条件下 MIMO MAC 的容量,有效提高了系统的性能.

### 参考文献:

- [1] Andrea Goldsmith. Capacity limits of MIMO channels[J]. IEEE Journal On Selected Areas In Communications, 2003, 21(5): 684–704.
- [2] W Yu, W Rhee, S Boyd. Iterative water falling for Gaussian vector multiple access channels[J]. in Proc. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(1): 145–152.
- [3] W Rhee, J M Cioffi. Ergodic capacity of multi antenna gaussian multiple access channels[A]. in Proc. 35th Asilomar Conf. Signals, Syst, Comput[C]. 2001.
- [4] S Hanly, D Tse. Multiaccess fading channels Part II: Delay limited capacities[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1998, 44(7): 2816–2831.
- [5] Sigen Ye, Rick S Blum. Optimized signaling for MIMO interference systems with feedback[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(11): 2839–2848.
- [6] Daniel Pérez Palomar, M A Lagunas, John M Cioffi. Optimum linear joint transmit receive processing for MIMO channels with QoS constraints[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(5): 1179–1197.
- [7] Eduard A. Jorswieck, Holger Boche. Transmission strategies for the MIMO MAC with MMSE receiver: average MSE optimization and achievable individual MSE region[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(11): 2872–226.

- [8] Semih Serbelli, Aylin Yener. Transceiver optimization for multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(1): 214–226.
- [9] Dimitrie C Popescu, Otilia Popescu, C Rose. Interference avoidance and multi access vector channels[A]. in Proc ISIT' 02[C].
- [10] T Cover, J A Thomas. Elements of information theory, Wiley, New York, 1991.
- [11] Helmut Boleskei, David Gesbert. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(2): 225–234.

### 作者简介:



潘成康 男, 1978 年出生于江苏宿迁, 南京解放军理工大学通信工程学院博士研究生, 研究方向: 移动通信, 网络信息理论, 下一代无线资源管理技术等. E-mail: panck7855@ hotmail. com.

蔡跃明 男, 1961 年出生于福建永泰, 无线通信系教授, 博士生导师, 主要研究方向: 下一代移动通信.



徐友云 男, 1966 年出生于浙江兰溪, 无线通信系教授, 博士生导师, 主要研究方向: 移动通信, 战术无线通信网, 信道编码与调制, 网络信息论, B3G 移动通信技术等. E-mail: yyxu@ vip. sina. com.