

MIMO-OFDM 系统中的比特和功率联合分配算法

许 威 赵春明 巩晓群 张 立
(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要: 针对 MIMO-OFDM 系统, 该文首先提出一种实用的最优比特和功率联合分配算法; 其次为简化实现, 设计了一种简化的等功率自适应调制选择算法。仿真表明, 提出的联合分配算法不但可以获得最优的性能, 而且具有较低的复杂度。简化的次优等功率分配算法极大地降低了算法复杂度, 而性能只略低于最优等功率分配算法。

关键词: MIMO-OFDM; 自适应调制; 比特和功率分配; 算法复杂度

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2203-05

Joint Bit and Power Allocation Algorithms for MIMO-OFDM Systems

Xu Wei Zhao Chun-ming Gong Xiao-qun Zhang Li

(National Mobile Communications Research Lab., Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In this paper, adaptive modulation and power allocation techniques are investigated for MIMO-OFDM systems. A computationally efficient optimal joint bit and power allocation algorithm is proposed. For implementation simplicity, a simplified sub-optimal algorithm exploiting equal power allocation is presented. Simulation results show that the proposed joint allocation algorithm obtains optimal performance with low computational complexity. Moreover, compared with the optimal algorithm using equal power allocation, the presented sub-optimal algorithm reduces the complexity significantly with slight performance degradation.

Key words: MIMO-OFDM; Adaptive modulation; Bit and power allocation; Computational complexity

1 引言

在移动通信系统中, 无线信道的时变特性是影响无线通信系统性能的一个重要因素。现有的无线通信系统采用自适应调制技术(Adaptive Modulation, AM)来克服时变衰落。在 MIMO-OFDM 中, 自适应调制系统设计有了更大的自由度。OFDM 技术使自适应调制扩展到了频率域^[1], 而 MIMO 技术又使其进一步扩展到了空间域^[2]。

在 MIMO-OFDM 系统中, 采用自适应调制技术虽然可以同时从时间、频率和空间 3 个维度上克服无线信道的衰落, 但也增加了系统设计和实现的复杂度。为进一步提高系统的性能, 自适应调制技术通常还会与功率分配技术结合, 这使得自适应分配问题拓展成更多维度上的最优化问题。因此, 为 MIMO-OFDM 系统设计一种低复杂度的比特和功率分配算法变得非常必要。文献[3-6]针对多载波系统提出了一些联合分配算法。这些算法中有的复杂度较高^[3,4], 有的则是通过牺牲系统性能降低复杂度^[5,6]。文献[7]分析了具有不同自由度的自适应 MIMO-OFDM 系统性能。文献[8]针对基于 SVD 预编码 MIMO-OFDM 系统, 提出了一种离散最优联合分配算法, 但该算法复杂度较高。

本文首先分析了基于 SVD 的 MIMO-OFDM 系统, 然

后研究了系统中最优比特和功率联合分配问题, 提出一种简单的最优联合分配算法。为简化实现, 考虑采用等功率分配方案, 文中给出最优等功率分配算法的性能, 并基于此提出了一种低复杂度的次优等功率分配算法。

文中, $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示向量或矩阵的转置和共轭转置; $\text{diag}\{x_0 : x_N\}$ 表示以 $\{x_0, x_1, \dots, x_N\}$ 为对角元素的对角阵; I_N 表示 $N \times N$ 阶单位矩阵; $E\{\cdot\}$ 表示随机变量的期望值。

2 MIMO-OFDM 系统模型

设 MIMO-OFDM 系统中发送和接收天线数目分别为 N_T 和 N_R , OFDM 子载波数为 N 。考虑无线多径信道最大时延不大于 OFDM 符号中循环前缀(Cyclic Prefix, CP)的长度, 则系统可以完全去除 ISI。此时, OFDM 中子载波独立进行数据传输, 其不同天线相同子载波上信号频域传输模型为

$$Y_n = H_n X_n + Z_n, \quad 0 \leq n < N \quad (1)$$

式中 $H_n \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ 为第 n 个子载波上的信道矩阵; $Y_n \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 和 $X_n \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ 分别为对应的接收和发送信号; Z_n 为零均值、方差为 $\sigma^2 I_{N_R}$ 的高斯白噪声。考虑整个 MIMO-OFDM 系统, 并定义 $\mathbf{X} = \text{diag}\{\mathbf{X}_0 : \mathbf{X}_{N-1}\}$, $\mathbf{Y} = \text{diag}\{\mathbf{Y}_0 : \mathbf{Y}_{N-1}\}$, $\mathbf{H} = \text{diag}\{\mathbf{H}_0 : \mathbf{H}_{N-1}\}$ 和 $\mathbf{Z} = \text{diag}\{\mathbf{Z}_0 : \mathbf{Z}_{N-1}\}$ 。由此, 系统可以描述为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (2)$$

对信道矩阵进行奇异值分解(SVD)为 $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$, 其中 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 为酉矩阵; $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_K\} \in \mathbb{R}^{N_R \times N_T}$, 其对角元素为 \mathbf{H} 的奇异值, 且有 $K = N \cdot \min\{N_R, N_T\}$ 。通常假设 MIMO 系统中发送天线数不大于接收天线数, 因此有 $K = N \cdot N_T$ 。系统首先对信号 \mathbf{X} 进行预处理, 得到发送信号为 $\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{V}\mathbf{X}$ 。在接收端对 \mathbf{Y} 进行类似变换 $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}^H\mathbf{Y}$ 。此时, 根据式(2)系统可以表示为

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}^H(\mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{Z}) = \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (3)$$

其中 $\tilde{\mathbf{Z}} = \mathbf{U}^H\mathbf{Z}$ 为等效高斯白噪声。系统接收端采用迫零检测方法, 得到接收信号为:

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{\Sigma}^{-1}\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{X} + \mathbf{\Sigma}^{-1}\tilde{\mathbf{Z}} \quad (4)$$

由于 $\mathbf{\Sigma}$ 是对角阵, 因此上式可以表示成一组独立的信号传输模型:

$$\hat{x}_k = x_k + \lambda_k^{-1} \cdot \tilde{z}_k, \quad 0 \leq k < K \quad (5)$$

由前面可知, $\tilde{z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, 所以系统每个接收符号的信噪比为

$$\gamma_k = \frac{p_k \cdot \varepsilon \{ |x_k|^2 \}}{(\lambda_k^{-1})^2 \cdot \sigma^2} = \frac{p_k \cdot \lambda_k^2}{\sigma^2} \quad (6)$$

其中 p_k 表示第 k 个符号上的发射功率, 且归一化发送符号能量, 即 $\varepsilon \{ |x_k|^2 \} = 1$ 。图1描述了采用自适应调制和功率分配技术的基于 SVD 预编码的 MIMO-OFDM 系统原理结构。

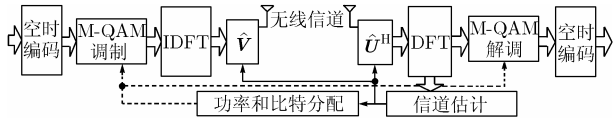


图1 MIMO-OFDM 自适应调制和功率分配系统结构

3 最优功率和比特联合分配算法

本节提出一种低复杂度的最优联合分配算法, 将复杂度从 $\mathcal{O}(K^2)$ [3] 降低到 $\mathcal{O}(K \log_2 K + KL)$, 其中 L 为常数且 $L \ll K$ (详细分析见附录A), 而且它也低于一些常用的次优联合分配算法[6,8]。

3.1 联合分配模型

现有自适应分配算法主要分两类: 在满足系统 BER 的前提下, 一类是保证总发射功率有限, 最大化系统吞吐量; 另一类是保证传输速率恒定, 最小化发射功率。本文基于前一类准则设计了最优分配算法。

设系统第 t 个发射天线的第 n 个子载波上的调制方式为 $m_{t,n}$, 发射功率为 $p_{t,n}$ 。为描述简洁, 统一下标 $(\bullet)_{t,n}$ 为 $(\bullet)_i$ ($0 \leq i < K$)。由此得到符号 i 的信道衰落 λ_i 并根据式(6)计算 γ_i 。系统总发射功率为 P_{total} , 其 BER 满足 $\text{BER} \leq B_{\text{th}}$ 。根据文献[8], 将系统 BER 受限的条件强化为每个发送天线的子载波上 BER_i 都满足 $\text{BER}_i \leq B_{\text{th}}$ 。因此要求每个符号的信噪比不小于一个门限值, 该值与符号采用的调制方式和

BER 性能有关。结合式(6), 得到符号发射功率与 B_{th} , 符号调制方式及其信道衰落之间的函数关系 $p = f(B_{\text{th}}, m, \lambda)$ 。文献[9]给出了方型 M-QAM 的 BER 函数, 由此得到无编码 M-QAM 系统的 f 函数。对于其它系统, 该函数可以通过系统仿真获得。下面建立 MIMO-OFDM 中自适应调制和功率分配的数学模型为

$$\left. \begin{aligned} \text{Max}_{p_i, m_i} \quad & C = \sum_{i=0}^{K-1} m_i \\ \text{s.t.} \quad & m_i \in \mathcal{M}, \quad (i = 0, \dots, K-1) \\ & p_i \geq f(B_{\text{th}}, m_i, \lambda_i) \\ & \sum_{i=0}^{K-1} p_i \leq P_{\text{total}} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中 \mathcal{M} 为系统采用的调制方式, 若采用{不传输, 4-QAM, 16-QAM}, 则有 $\mathcal{M} = \{0, 2, 4\}$ 。当系统采用 m 阶调制时, 为保证系统 BER 性能, 接收信噪比应大于 $\bar{\gamma}^m$, 且有 $\bar{\gamma}^0 = 0$, $\bar{\gamma}^m = [f_{\lambda}^{-1}(B_{\text{th}}, m, 1)]^2 / \sigma^2$ 。

3.2 最优联合分配算法

该算法采用了迭代分配的思想, 在不牺牲系统性能的前提下, 有效地降低了算法复杂度。附录 B 给出了算法最优性的证明。算法由两个部分组成: 初始化和迭代过程。下面给出算法详细步骤, 其中 m' 表示 \mathcal{M} 中高于 m 阶的最低阶调制方式, 定义 $\beta(m) = (\bar{\gamma}^{m'} - \bar{\gamma}^m) / (m' - m)$ 为调制方式的效率因子。

算法1 最优联合分配算法

(1) 计算符号信噪比 $\gamma_i = P_{\text{total}} \lambda_i^2 / (K \sigma^2)$ 。按 γ_i 从小到大排列并重新映射下标 i 从 0 到 $(K-1)$ 。

(2) 将符号分组, 设 G_m 表示采用 m 阶调制的符号所组成的集合: 若 $\bar{\gamma}^m \leq \gamma_i < \bar{\gamma}^{m'}$, 则第 i 个符号有 $m_i = m$, $p_i = \bar{\gamma}^m \sigma^2 / \lambda_i^2$, 将第 i 个符号加入集合 G_m 中。最后计算 $P_t = P_{\text{total}} - \sum_{i=0}^{K-1} p_i$ 。

(3) 除了已分配到最高阶调制的符号集合, 将集合 G_m 中信道幅度响应 λ 最大的符号标记为 I_m^* 。

(4) 将所有 I_m^* 按式(8)两两比较: 设两个符号标号为 k 和 l , 若满足式(8)成立, 则第 k 个符号优于第 l 个; 否则相反。由此选出功率效率最优的符号 i^* , 设其属于集合 G_{m^*} 。

$$|\gamma_k|^2 / |\gamma_l|^2 \geq \beta(m_k) / \beta(m_l) \quad (8)$$

(5) 计算将 i^* 的调制方式调高一级所需增加的功率 Δp_{i^*} , 计算 $P_t = P_t - \Delta p_{i^*}$ 。若 $P_t \leq 0$ 或所有符号都已采用最高阶调制方式, 则算法结束。

(6) 为 i^* 重新分配 $m_{i^*} = (m^*)$, $p_{i^*} = \bar{\gamma}^{(m^*)} \sigma^2 / \lambda_{i^*}^2$; 调整 $G_{m^*} = G_m \setminus \{i^*\}$, $G_{(m^*)} = G_{(m^*)} + \{i^*\}$, 并重新标记集合 G_{m^*} 中 $I_{m^*}^*$ 。返回(4)。

该算法是在保证系统总发射功率恒定的前提下设计的。若替换算法中的 P_t 为计算系统当前传输速率, 并将其作为判断算法收敛的标志, 则此算法可应用于 3.1 节中描述的最后一

类准则。

4 等功率的比特分配算法

联合分配算法虽然可以获得最优系统性能, 但实现复杂。等功率自适应调制方法实现简单, 但用来获得等功率分配下最优性能的贪婪搜索算法复杂度也较高, 下文提出一种低复杂度的等功率比特分配算法。

4.1 等功率最优分配算法

由于系统中一些处于深度衰落的符号需要停止传输, 从而将节约的发射功率分配到其它信道条件较好的符号上。获得最优等功率分配方案的关键就在于确定系统中不传输符号的个数。但是等功率分配问题中的规划目标不是凸函数, 不能用 Lagrange 乘数法来求解。因此为了获得最优的等功率分配性能, 通常只有采用穷举的方法, 下面文中总结了该贪婪算法的具体步骤。

算法 2 等功率最优分配算法

(1) 将符号按 λ_i 从小到大排序并重新映射下标 i 。令 $N_0 = K - 1$, 其中 N_0 为系统中不传输符号的个数。令 $C_{\max} = 0$, $N_{0\max} = N_0$ 。

(2) 计算符号的发射功率和信噪比。前 N_0 个符号 $m_i = 0$; 若 $\bar{\gamma}^m \leq \gamma_i < \bar{\gamma}^{m'}$ ($N_0 \leq i < K$), 则 $m_i = m$ 。

$$p_i = \begin{cases} 0, & 0 \leq i < N_0 \\ P_{\text{total}}/(K - N_0), & N_0 \leq i < K \end{cases}$$

$$\gamma_i = \begin{cases} 0, & 0 \leq i < N_0 \\ p_i \lambda_i^2 / \sigma^2, & N_0 \leq i < K \end{cases}$$

(3) 计算 $C = \sum_{i=N_0}^{K-1} m_i$, 若 $C \geq C_{\max}$, 则 $C_{\max} = C$, $N_{0\max} = N_0$ 。

(4) 若 $N_0 > 0$, 令 $N_0 = N_0 - 1$, 返回(2)。否则, $N_{0\max}$ 就是最优分配中对应的不传输符号的个数。

(5) 根据 $N_{0\max}$ 确定最优的分配方案为

$$m_i = \begin{cases} 0, & 0 \leq i < N_{0\max} \\ m, & N_{0\max} \leq i < K \ \& \ \bar{\gamma}^m \leq \gamma_i < \bar{\gamma}^{m'} \end{cases}$$

$$p_i = \begin{cases} 0, & 0 \leq i < N_{0\max} \\ P_{\text{total}}/(K - N_{0\max}), & N_{0\max} \leq i < K \end{cases}$$

该算法虽然可以简化系统实现, 但其复杂度却与算法 1 的复杂度相似, 为 $\mathcal{O}(K^2)$ 。因此, 下面提出一种次优算法。

4.2 次优分配算法

在设计该算法时考虑寻找 N_0 使其满足: 由该 N_0 计算分配功率后分配调制方式, 统计被分配为不传输的符号个数恰好是 N_0 。由此问题建模为一个凸优化模型。设 \mathcal{M} 中具有最小调制阶数的非零调制方式, 设计次优分配算法如下:

算法 3 等功次优分配算法

(1) 将符号按其 λ 值从小到大排列并重新映射下标 i ; 分配每个符号的发射功率 $p_i = \bar{p} = P_{\text{total}}/K$ 。

(2) 从 $i = 0$ 开始按顺序计算每个符号的信噪比 γ_i 并与 $\bar{\gamma}^{m^-}$ 比较, 直到当前符号的信噪比满足关系 $\gamma_i \geq \bar{\gamma}^{m^-}$ 。此时 i 的值即为系统不传输符号的个数, 即 $N_0 = i$; 令 $N_0^{\text{low}} = 0$, $N_0^{\text{high}} = N_0$ 。

(3) 计算 $N_0 = \lceil (N_0^{\text{low}} + N_0^{\text{high}}) / 2 \rceil$, 其中 $\lceil \bullet \rceil$ 表示上取整; 重新分配功率 $\bar{p} = P_{\text{total}} / (K - N_0)$, 并根据新分配的功率值计算第 N_0 和第 $N_0 + 1$ 个符号的信噪比 γ_{N_0-1} 和 γ_{N_0} 。

(4) 若 $\gamma_{N_0-1} \geq \bar{\gamma}^{m^-}$, 则 $N_0^{\text{high}} = N_0$, 返回(3); 若 $\gamma_{N_0} < \bar{\gamma}^{m^-}$, 则 $N_0^{\text{low}} = N_0$, 返回(3); 若 $\gamma_{N_0-1} < \bar{\gamma}^{m^-}$ 且 $\gamma_{N_0} \geq \bar{\gamma}^{m^-}$, 则此时 N_0 就是次优分配方案对应不传输符号的数目。

(5) 根据 N_0 给出系统次优等功率分配方案(方法与算法 2 中(5)相同)。

该次优算法复杂度低、收敛快, 具有一定的实用价值(复杂度详细分析见附录 A)。

5 仿真结果

仿真中无线信道采用由 Jakes 模型产生的多径瑞利衰落信道, 其时延功率谱参数见表 1。系统中子载波数为 64, 发送和接收天线数均为 2, 采用 M-QAM 调制, 并设 $\mathcal{M} = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ 。根据仿真, 在保证系统 BER $\leq 10^{-4}$ 的条件下, 各调制方式对应的信噪比门限值如表 2。

表 1 仿真信道参数

抽头数	1	2	3
相对时延(ns)	0	500	700
平均功率(dB)	0	-5	-7

表 2 不同阶数调制方式的信噪比门限值

m	0	1	2	3	4	5	6
$\bar{\gamma}^m$ (dB)	0	2.01	5.03	8.86	11.5	14.3	16.7

图 2 给出了一个特定信道采样下由两种分配算法得到的比特和功率分配图。图中描述了其中一根发送天线中不同子载波上的分配方案。可以看出, 对于信道条件较差的子载波, 为其分配了较低阶的调制方式。对于联合分配算法, 在使用相同调制方式的子载波中, 信道条件越好, 其发射功率也越小。这与等功率分配方案相比虽然实现复杂, 但可以节约发射功率, 提高系统性能。

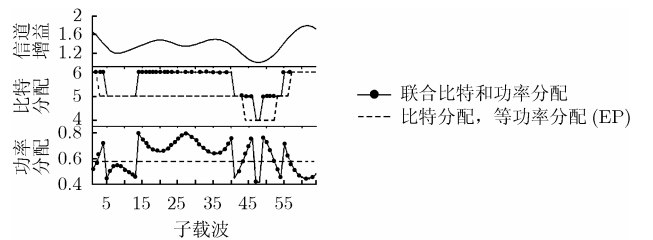


图 2 比特和功率分配图样

图 3 比较了多天线系统(2,2)中算法 1 与最优分配算法的

性能。对于联合比特和功率分配系统，文中提出的算法获得了最优分配方案，这也符合附录 A 中给出的证明。图中还可以看到本算法性能与最优分配性能之间出现了极小的性能差距，这是由于算法迭代过程中没有从所有子载波都关闭的零分配状态开始，而是引入了一个简单的初始化过程来加快算法的收敛速度。结果表明由此导致的性能损失是完全可以忽略的。本文针对等功率分配提出的次优分配算法性能接近于最优等功率分配的性能，而其复杂度却远低于最优算法。

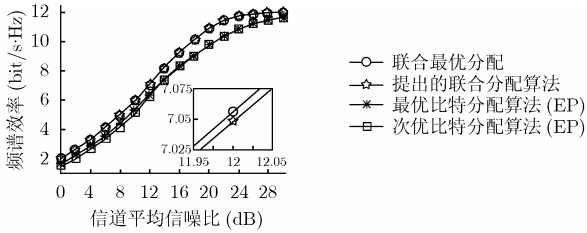


图 3 天线对数(2,2)下最优及等功率分配算法性能

图 4 和图 5 分别比较了不同天线配置下，联合比特和功率分配以及等功率调制分配系统的性能。图 4 表明，本文提出的联合分配算法在不同的系统配置下都获得了最优的系统性能。图 5 则给出了各种等功率分配方案的性能。文中提出的次优算法性能也都非常接近最优性能。从图中可以看出，次优分配与最优分配之间的性能差异随着天线数的增加会略微扩大，但由此引起的系统性能损失总是有限的。

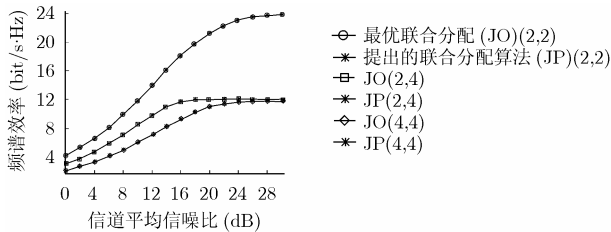


图 4 不同天线对数下最优联合分配算法性能

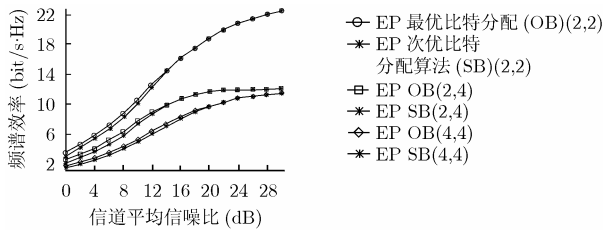


图 5 不同天线对数下等功率最优及次优分配算法性能

6 结束语

本文研究了采用 SVD 预编码的 MIMO-OFDM 系统中自适应调制和功率分配技术的应用。文中首先提出了一种低复杂度的最优比特和功率联合分配算法，并给出了该算法最优性的证明。然后考虑简化系统实现，提出了一种等功率分配的自适应调制分配算法。该算法通过牺牲一定的系统性能降低了算法的复杂度。仿真结果表明这两种算法不但具有良好的性能，而且复杂度也明显低于现有同类算法。

附录 A 算法最优性的证明

(1) 最优联合分配算法复杂度

为方便表示，将乘、除及加法视做同类运算。该算法步骤 1 需计算量 $(2K + K \log_2 K + 1)$ 。步骤 2 计算量小于 $9K$ 。由仿真知迭代次数小于总分配比特数的 $1/10$ ，系统调制方式如表 2。因此，其复杂度为

$$K(\log_2 K + 26) \quad (\text{A1})$$

(2) 最优等功率比特分配算法复杂度

每次迭代，计算信噪比需 $2K$ 次运算， C_{\max} 需 K 次加法。算法共迭代 $K-1$ 次。由此，其复杂度为

$$3K(K-1) \quad (\text{A2})$$

(3) 次优等功率比特分配算法复杂度

对符号排序并初始化 N_0 需计算量 $K(\log_2 K + 1)$ 。由仿真，迭代次数通常小于 10。该算法复杂度小于

$$K(\log_2 K + 6) + 121 \quad (\text{A3})$$

附录 B 算法最优性的证明

由式(7)将目标函数转化为 $\text{Min} P_c = P_{\text{total}} / C$ ，即最优分配系统中每传输一个比特所需的平均发射功率一定最小。因此，下面证明算法可以获得最优功率效率。

设任意两个发送符号的信道奇异值分别为 λ_1 和 λ_2 ($\lambda_1 \geq \lambda_2$)，分别采用调制方式 m_1 和 m_2 ($m_1 \geq m_2$)。根据式(6)可得分配给它们的总发射功率为

$$P = \sigma^2 \left(\frac{\bar{\gamma}^{m_1}}{\lambda_1^2} + \frac{\bar{\gamma}^{m_2}}{\lambda_2^2} \right) \quad (\text{B1})$$

交换它们的调制方式，同样计算此时需要的总功率为 P' 。比较 P 和 P' ，且 $m_1 \geq m_2$ 通常有 $\bar{\gamma}^{m_1} \geq \bar{\gamma}^{m_2}$ ，可得式(B2)，即为 λ 值较大的符号分配较高阶调制的系统更优。这个结论很容易推广到多符号的分配问题上。

$$P - P' = \sigma^2 \frac{(\bar{\gamma}^{m_1} - \bar{\gamma}^{m_2})(\lambda_2^2 - \lambda_1^2)}{(\lambda_1 \lambda_2)^2} \leq 0 \quad (\text{B2})$$

由于每次迭代只调整一个符号的分配方案，结合前面结论并比较两种情况：(1)将信道奇异值为 λ_1 的符号上原调制方式 m_1 调整为 m'_1 ；(2)将 λ_2 对应符号的调制方式 m_2 调整为 m'_2 。该过程需要增加的功率为

$$\Delta p_i = \frac{\sigma^2(\bar{\gamma}^{m'_i} - \bar{\gamma}^{m_i})}{\lambda_i^2(m'_i - m_i)}, \quad i = 1, 2 \quad (\text{B3})$$

比较 Δp_1 和 Δp_2 可得

$$\Delta p_1 \leq \Delta p_2 \Leftrightarrow \frac{\lambda_1^2}{\lambda_2^2} \geq \frac{(\bar{\gamma}^{m'_1} - \bar{\gamma}^{m_1})(m'_2 - m_2)}{(\bar{\gamma}^{m'_2} - \bar{\gamma}^{m_2})(m'_1 - m_1)} \quad (\text{B4})$$

上式即算法 1 中步骤(4)选择最优符号的依据。至此证明了本分配算法的最优性。

参考文献

- [1] Thomas K and Hanzo L. Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*,

- 2000, 49(5): 1893-1906.
- [2] Catreux S, Erceg V, and Gebert D, *et al.* Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks. *IEEE Commun. Mag.*, 2002, 40(6): 108-115.
- [3] Hughes-Hartogs D. Ensemble modem structure for imperfect transmission media. U.S. Patents, No. 4679227, July 1987.
- [4] Lei M, Zhang P, and Harada H, *et al.* An adaptive power distribution algorithm for improving spectral efficiency in OFDM. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2004, 50(3): 347-351.
- [5] Leke A and Cioffi J M. A maximum rate loading algorithm for discrete multitone modulation. Proc of GLOBECOM, Phoenix, Arizona USA, November 1997: 1514-1518.
- [6] Piazzo L. Fast algorithm for power and bit allocation for OFDM systems. *IEE Electron. Lett.*, 1999, 35(25): 2173-2174.
- [7] Zhou Z and Vucetic B. MIMO systems with adaptive modulation. Proc of VTC, Milan, Italy, May 2004: 765-769.
- [8] Pandharipande A. Adaptive modulation for MIMO-OFDM systems. Proc of VTC-Fall, Los Angeles, California, USA, September 2004: 1266-1270.
- [9] Goldsmith A J and Chua S G. Variable-rate variable-power MQAM for fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1997, 45(10): 1218-1230.

许威: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为宽带移动通信中的自适应调制技术、自适应功率控制技术、多用户资源管理技术.

赵春明: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信理论、移动通信系统、纠错编码技术、自适应滤波技术及通信专用集成电路设计.

巩晓群: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为宽带移动通信中的同步和信道估计技术.

张立: 男, 1982年生, 硕士生, 研究方向为宽带移动通信中的均衡技术.