

## 发送端已知信道均值或协方差信息的 MIMO 系统的功率分配

李 潇, 金 石, 高西奇

(东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096)

**摘 要:** 本文研究了在发送端已知信道均值或协方差信息情况下单用户多输入多输出(MIMO)系统的功率分配问题. 发送端已知信道均值信息时, 信道建模为非相关莱斯信道; 发送端已知协方差信息时, 信道建模为相关瑞利信道. 通过最大化遍历(ergodic)信道容量的一个较紧的下界, 针对发送端已知信道均值或协方差信息的情况分别提出了新的功率分配的方案. 仿真结果验证了该功率分配方法的有效性.

**关键词:** 多输入多输出系统; 遍历信道容量; 功率分配

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-169-05

### Power Allocation for MIMO Systems with Channel Mean or Covariance Information at the Transmitter

LI Xiao, JIN Shi, GAO Xi-qi

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

**Abstract:** We consider the power allocation problem for single-user multiple-input multiple-output (MIMO) systems. Assume that the receiver has perfect channel knowledge, while the transmitter has either mean or covariance of the channel matrix. The channel is modeled as either an uncorrelated Rician fading channel or correlated Rayleigh fading channel. We propose new power allocation algorithms for MIMO systems with channel mean or covariance information at the transmitter respectively, through the maximization of a tight lower bound of the ergodic channel capacity. Simulation results confirm the performance.

**Key words:** multiple-input multiple-output systems; ergodic channel capacity; power allocation

## 1 引言

信息理论的研究已经证明, 多输入多输出(MIMO)技术在不增加系统带宽和总发射功率的情况下, 能够大大改善系统性能, 提高频带效率<sup>[1-3]</sup>. 在信道传播参数服从平坦瑞利衰落, 各天线相互独立, 接收机完全得知信道的统计特性并且发射机未知信道状态信息的情况下, 等功率发射的 MIMO 系统信道容量随收发端最小天线数线性增长<sup>[1,2]</sup>. Foschini 等人给出了获取 MIMO 系统所提供的极高频谱利用率的空时发射接收方案, 即贝尔实验室空时分层结构(BLAST: Bell Laboratories Layered Space Time)<sup>[3]</sup>. 实际传播环境中, 由于天线间距和周围散射体的局限, 信道常常存在着衰落相关性和直达径, 在发射机未知信道状态信息的情况下, 这些因素直接导致了 MIMO 系统信道容量的下降<sup>[4]</sup>. 近年来的研究成果表明, 当发射机利用部分信道状态信息进行预编码传输时, MIMO 系统的信道容量和传输可靠性可得到较大的

提高<sup>[5-10]</sup>. 针对瑞利平坦衰落的多输入单输出(MISO)系统, 文献[5]得出当发端获知信道的二阶统计特性时, 考虑最大化系统信道容量, 在信道矩阵协方差阵的特征向量方向上进行传输是最佳的. 这个结论在文献[6]中被扩展到 MIMO 系统中. Jorswieck 等人探讨了 MIMO 系统采用协方差反馈时的最优功率分配问题<sup>[7,8]</sup>. Barriac 和 Madhow 则将协方差阵反馈的方法推广到宽带 MIMO-OFDM 系统中<sup>[9]</sup>. 文献[10]指出在发射机获知信道信息的情况下, 存在空间衰落相关的 MIMO 系统相比不存在相关的系统有可能获得更佳的性能. 然而, 由于各态历经的信道容量还没有闭式的解析式, 基于信道的长期统计特性的功率分配很难解决. 目前, 还没有闭式的解决方案, 只能通过数值优化方法得到.

本文研究了单用户 MIMO 系统的功率分配问题. 假设接收端完全已知信道信息, 发送端已知信道的均值或协方差信息. 功率分配问题存在很多设计准则, 常见的有基于遍历信道容量的, 以及基于成对差错概率(PEP)

收稿日期: 2007-06-11; 修回日期: 2007-10-29

基金项目: 国家自然科学基金(No. 60572072, 60496311); 国家 863 高技术研究发展计划项目(No. 2006AA01Z264); 国家重点基础研究发展计划项目(No. 2007CB310603); 国家博士点基金项目(No. 20060286016)

的.基于遍历信道容量的准则是在假设理想信道编码,发送端采用足够长的编码以遍历所有的信道实现,接收端采用理想的极大似然接收机的情况下,最大化可以任意小的差错概率传输的数据传输速率.而基于 PEP 的准则通常假设是无编码系统,且信道是准静态块衰落信道,目的是使成对差错概率最小.本文中采用的是基于遍历信道容量的准则,通过最大化各态历经的信道容量的一个较紧的下界,对发送端已知信道均值或协方差信息的情况各得到一种新的功率分配方法.通过仿真,验证了新的功率分配方法的有效性.

## 2 信道模型

考虑一个点到点的单用户 MIMO 无线通信系统,有  $m$  个发射天线,  $n$  个接收天线,假设  $n \geq m$ . 用  $\mathbf{H}$  表示  $n \times m$  维的信道矩阵,它的元素  $h_{ij}$  给出了从发射天线  $i$  接收天线  $j$  的衰减系数. 定义  $\mathbf{s}$  为  $m \times 1$  维发射信号矢量,  $\mathbf{y}$  为  $n \times 1$  维的接收信号矢量.  $\mathbf{n}$  为复加性高斯白噪声矢量,并且  $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma^2 \mathbf{I}_n$ , 上标  $(\cdot)^H$  表示共轭转置. 此时系统的信号模型为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中在一个符号周期内发端的总功率限制为  $P$ , 即  $E\{\mathbf{s}^H \mathbf{s}\} = P$ . 定义信噪比为  $\rho = P/\sigma^2$ . 该系统的遍历容量为<sup>[6]</sup>

$$C = \max_{\mathbf{Q}: \text{tr}(\mathbf{Q})=P} E\left(\log_2 \det\left(\mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{H}^H\right)\right) \quad (2)$$

$E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{Q}$  为输入信号的协方差矩阵. 令  $\mathbf{Q}$  的特征值分解为  $\mathbf{Q} = \mathbf{U}_Q \mathbf{\Lambda}_Q \mathbf{U}_Q^H$ , 其中  $\mathbf{U}_Q \in \mathbb{C}^{m \times m}$  为酉矩阵,  $\mathbf{\Lambda}_Q = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m\}$  为对角阵, 且对角元  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m$ .

### 2.1 发送端已知信道均值信息

在发送端已知信道均值信息的情况下,  $\mathbf{H}$  在发送端建模为<sup>[6]</sup>:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_w \quad (3)$$

其中莱斯因子  $K$  代表直达径与散射径功率之比.  $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{a}_r \mathbf{a}_t^T$  为归一化的直达径矩阵,  $(\cdot)^T$  上标表示转置,  $\mathbf{a}_r$  和  $\mathbf{a}_t$  分别是接收和发射阵列的反射响应矢量,  $\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = mn$ .  $\mathbf{H}_w$  是一个由均值为零, 方差为 1 的独立同分布复高斯变量组成的散射矩阵. 发送端已知  $K$  和  $\bar{\mathbf{H}}$ . 假设  $\bar{\mathbf{H}}$  的奇异值分解为  $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$ , 其中  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{n \times n}$  和  $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{m \times m}$  为酉矩阵,  $\mathbf{D}$  为一个  $n \times m$  的“对角阵”(这里  $n \times m$  的“对角阵”指当  $i \neq j$  时矩阵的  $(i, j)$  元素为 0), 其“对角元”  $d_1 = \sqrt{mn}$ ,  $d_2 = d_3 = \dots = 0$ . 此时, 当输入信号的协方差矩阵  $\mathbf{Q}$  满足  $\mathbf{Q} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$  时, 遍历容量可以达到最大<sup>[11]</sup>. 由于  $\mathbf{U}^H \mathbf{H}_w \mathbf{V}$  与  $\mathbf{H}_w$  同分布, 遍历容量式(2)可以写为

$$C_1 = \max_{\mathbf{\Lambda}: \text{tr}(\mathbf{\Lambda})=P} E\left(\log_2 \det\left(\mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma^2(1+K)} (\mathbf{H}_w + \sqrt{K}\mathbf{D}) \mathbf{\Lambda} (\mathbf{H}_w + \sqrt{K}\mathbf{D})^H\right)\right) \quad (4)$$

因此, 最大化容量仅需要计算可以达到容量的功率分配矩阵  $\mathbf{\Lambda}$ .

### 2.2 发送端已知信道协方差信息

在发送端已知信道协方差信息的情况下,  $\mathbf{H}$  建模为:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{\Theta}_T^{1/2} \quad (5)$$

其中  $\mathbf{H}_w$  的定义与发送端已知信道均值信息时相同.  $\mathbf{\Theta}_T$  为正定的 Hermite 矩阵, 代表发射衰落相关矩阵, 满足  $\text{tr}(\mathbf{\Theta}_T) = m$ . 令  $\mathbf{\Theta}_T$  的特征值分解为  $\mathbf{\Theta}_T = \mathbf{U}_T \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{U}_T^H$ , 其中  $\mathbf{\Lambda}_T = \text{diag}\{\lambda_{t1}, \lambda_{t2}, \dots, \lambda_{tm}\}$ , 且对角元  $\lambda_{t1} \geq \lambda_{t2} \geq \dots \geq \lambda_{tm}$ . 发送端已知发相关阵  $\mathbf{\Theta}_T$ . 这种情况下, 使容量最大化的输入信号协方差阵的特征矢量满足<sup>[6]</sup>  $\mathbf{U}_Q = \mathbf{U}_T$ . 因此, 容量式(2)可以写为

$$C_2 = \max_{\mathbf{\Lambda}: \text{tr}(\mathbf{\Lambda})=P} E\left(\log_2 \det\left(\mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_w \mathbf{\Lambda}_T \mathbf{H}_w^H\right)\right) \quad (6)$$

与发送端已知信道均值信息的情况相同, 此时, 最大化容量也仅需要计算可以达到容量的功率分配矩阵  $\mathbf{\Lambda}$ .

## 3 发送端已知信道均值信息的功率分配

这一部分中, 我们通过最大化容量的一个下界来获得在发送端已知信道均值信息情况下的一种功率分配的新的方法. 根据等式  $\det(\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{A})$ , 式(4)可以被等效表示为:

$$C_1 = \max_{\mathbf{\Lambda}: \text{tr}(\mathbf{\Lambda})=P} E\left(\log_2 \det\left(\mathbf{I}_m + \frac{1}{\sigma^2(1+K)} \mathbf{\Lambda} (\mathbf{H}_w + \sqrt{K}\mathbf{D})^H (\mathbf{H}_w + \sqrt{K}\mathbf{D})\right)\right) \quad (7)$$

令  $\underline{\mathbf{H}} = \mathbf{H}_w + \sqrt{K}\mathbf{D}$ , 则  $\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}}$  为非中心复 Wishart 矩阵. 利用 Bartlett 分解<sup>[12]</sup>可以得到

$$\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}} = \mathbf{L}^H \mathbf{L} \quad (8)$$

其中  $\mathbf{L}$  为  $m \times m$  的复上三角阵, 其非零元素相互独立, 对角元为  $L_1, L_2, \dots, L_m$ .  $L_i^2 \sim \chi_{2n}^2(\delta)$ ,  $\delta = Kmn$  为非中心参数. 对于  $2 \leq i \leq m$ ,  $L_i^2 \sim \chi_{2(n-i+1)}^2$ . 因此

$$D_1 = \det\left(\mathbf{I}_m + \frac{1}{\sigma^2(1+K)} \mathbf{\Lambda} \mathbf{L}^H \mathbf{L}\right) = \det(\mathbf{A}\mathbf{A}^H) \quad (9)$$

其中  $\mathbf{A} = \left[\mathbf{I}_m \quad \frac{1}{\sigma \sqrt{1+K}} \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{L}^H\right]$ . 利用 Cauchy-Binet 定理,

$$D_1 = \sum_{\alpha} [\det(\mathbf{A}_{\alpha})][\det(\mathbf{A}_{\alpha})]^* \quad (10)$$

$\mathbf{A}_{\alpha}$  为  $\mathbf{A}$  的  $m \times m$  的子矩阵,  $\alpha$  表示列的集合, 为  $(1, 2, \dots, 2m)$  的一个势为  $m$  的子集. 式(10)中的和式可以分为两部分

$$D_1 = \prod_{i=1}^m \left(1 + \frac{\lambda_i L_i^2}{\sigma^2(1+K)}\right) + B_1 \quad (11)$$

很容易可以得到  $B_1 \geq 0$ . 因此

$$C_1 \geq \max_{A: \text{tr}(A)=P} E \left( \log_2 \prod_{i=1}^m \left( 1 + \frac{\lambda_i L_i^2}{\sigma^2(1+K)} \right) \right) \\ = \max_{A: \text{tr}(A)=P} \sum_{i=1}^m E \left( \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i L_i^2}{\sigma^2(1+K)} \right) \right) \quad (12)$$

当  $a > 0$  时,  $\log_2(1 + ae^x)$  是  $x$  的凸函数, 可以进一步得到如下的容量下界

$$C_1 \geq \max_{A: \text{tr}(A)=P} C_{11} = \max_{A: \text{tr}(A)=P} \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i e^{E(\ln L_i^2)}}{\sigma^2(1+K)} \right) \quad (13)$$

由文献[13]和[14]可以得到

$$E(\ln L_i^2) = g_n(\delta) \quad (14)$$

$$E(\ln L_i^2) = \Psi(n-i+1), i=2, \dots, m \quad (15)$$

$g_n(\delta)$  由文献[14]中给出

$$g_n(\delta) = \ln(\delta) - Ei(-\delta) \\ + \sum_{i=1}^{n-1} \left( -\frac{1}{\delta} \right)^i \left[ e^{-\delta}(i-1)! - \frac{(n-1)!}{i(n-1-i)!} \right] \quad (16)$$

其中

$$Ei(-x) = - \int_x^\infty \frac{e^{-t}}{t} dt, \quad x > 0 \quad (17)$$

对于整数  $x$ ,  $\Psi(x)$  可以表示为<sup>[15]</sup>

$$\Psi(x) = -\gamma + \sum_{p=1}^{x-1} \frac{1}{p} \quad (18)$$

$\gamma = 0.57721566$  为 Euler 常数. 将式(14)和(15)带入式(13)可以得到

$$C_{11} = \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_1 e^{g_n(\delta)}}{\sigma^2(1+K)} \right) + \sum_{i=2}^m \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i e^{\Psi(n-i+1)}}{\sigma^2(1+K)} \right) \quad (19)$$

利用拉格朗日乘数法, 最大化  $C_{11}$ , 得到如下功率分配矩阵  $\Lambda$

$$\begin{cases} \lambda_1 = \mu - \sigma^2(1+K)e^{-g_n(\delta)} \\ \lambda_i = \mu - \sigma^2(1+K)e^{-\Psi(n-i+1)}, \quad i=2, \dots, m \end{cases} \quad (20)$$

其中,  $\mu$  的选择满足  $\sum_{i=1}^m \lambda_i = P$ . 然而上述解没有考虑到功率分配矩阵内在的限制条件  $\lambda_i \geq 0, i=1, \dots, m$ . 因此, 上述功率分配矩阵的解应修正为<sup>[15]</sup>

$$\begin{cases} \lambda_1 = (\mu - \sigma^2(1+K)e^{-g_n(\delta)})^+ \\ \lambda_i = (\mu - \sigma^2(1+K)e^{-\Psi(n-i+1)})^+, \quad i=2, \dots, m \end{cases} \quad (21)$$

其中,  $(x)^+ = \max\{0, x\}$ ,  $\mu$  的选择满足  $\sum_{i=1}^m \lambda_i = P$ .

#### 4 发送端已知信道协方差信息的功率分配

这一部分中, 我们同样通过最大化遍历容量的一个下界, 来获得在发送端已知信道协方差信息情况下的一种功率分配的新的方法. 根据等式  $\det(I + AB) = \det(I + BA)$ , 式(6)可以等效表示为:

$$C_2 = \max_{A: \text{tr}(A)=P} E \left( \log_2 \det \left( I_n + \frac{1}{\sigma^2} \Lambda^H \Lambda H_w^H H_w \right) \right) \quad (22)$$

由于  $H_w^H H_w$  为复的中心 Wishart 矩阵, 利用 Bartlett 分解<sup>[12]</sup>可以得到

$$H_w^H H_w = T^H T \quad (23)$$

其中  $T$  为  $m \times m$  的复上三角阵, 其非零元素相互独立, 对角元  $T_i^2 \sim \chi_{2(n-i+1)}^2, 1 \leq i \leq m$ . 利用与上一部分中相似的方法, 可以得到如下的容量下界

$$C_2 \geq \max_{A: \text{tr}(A)=P} C_{12} = \max_{A: \text{tr}(A)=P} \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{1}{\sigma^2} \lambda_i \lambda_{ii} e^{E(\ln T_i^2)} \right) \quad (24)$$

将式(15)带入式(24)可以得到

$$C_{12} = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{1}{\sigma^2} \lambda_i \lambda_{ii} e^{\Psi(n-i+1)} \right) \quad (25)$$

利用拉格朗日乘数法, 最大化  $C_{12}$ , 得到如下功率分配矩阵  $\Lambda$

$$\lambda_i = \mu - \sigma^2 \lambda_{ii}^{-1} e^{-\Psi(n-i+1)}, i=1, 2, \dots, m \quad (26)$$

其中,  $\mu$  的选择满足  $\sum_{i=1}^m \lambda_i = P$ . 与上一部分的情况相同, 此解也应修正为

$$\lambda_i = (\mu - \sigma^2 \lambda_{ii}^{-1} e^{-\Psi(n-i+1)})^+, i=1, 2, \dots, m \quad (27)$$

其中,  $\mu$  的选择满足  $\sum_{i=1}^m \lambda_i = P$ .

#### 5 仿真结果

这里, 我们给出了一个  $4 \times 8$  系统的仿真结果. 比较了文中提出的新的功率分配方法式(21), 式(27)与最优功率分配, 和等功率分配方法的性能. 最优功率是通过式(4)和式(6)使用文献[18]中的数值方法获得的. 对于发送端已知信道均值信息的情况, 我们还比较了文献[17]中提出的功率分配方法: 其输入信号的协方差矩阵为

$$Q = \frac{P}{m(1+K)} (I_m + K\Psi_m) \quad (28)$$

$\Psi_m$  是一个  $m \times m$  的元素全为 1 的矩阵. 总的发射功率  $P=1$ .

图 1 和图 2 给出了发送端已知信道均值信息时的

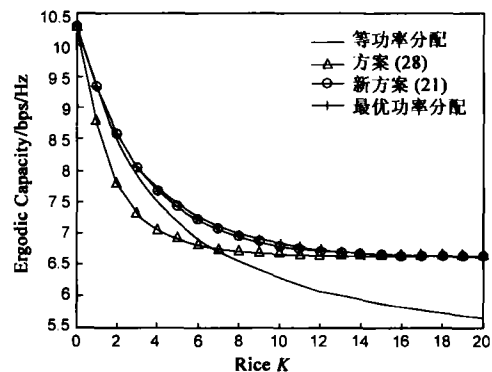


图 1 发送端已知信道均值信息时几种功率分配方法的比较, SNR=5dB

仿真结果. 假设  $\bar{H} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1+j)\Psi_{n \times m}$ ,  $\Psi_{n \times m}$  是一个  $n \times m$  的元素全为 1 的矩阵. 从图中可以看出新的功率分配方法式(21)可以获得比等功率分配和方法式(28)更大的遍历容量. 图 1 中可以看出, 新的功率分配方法所获得的容量很接近最优功率分配所获得的容量. 并且随着莱斯  $K$  因子的增大和减小, 新的功率分配方法均收敛到最优功率分配. 图 2 中, 新的功率分配方法所获得的容量几乎与最优功率分配获得的容量相同. 随着信噪比的增大, 新的功率分配方法与等功率分配之间的差

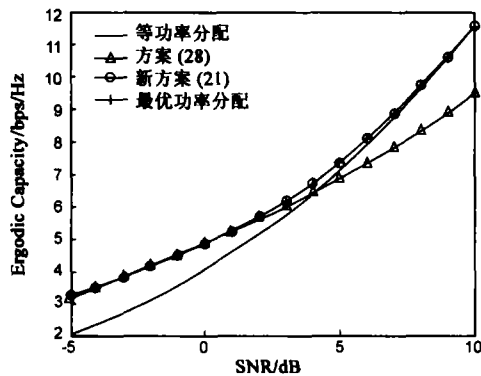


图 2 发送端已知信道均值信息时几种功率分配方法的比较,  $K=5$

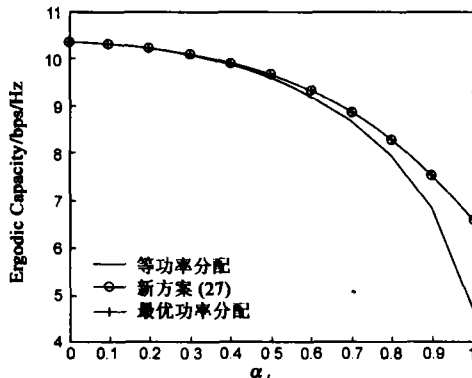


图 3 发送端已知信道协方差信息时几种功率分配方法的比较,  $\text{SNR}=5\text{dB}$

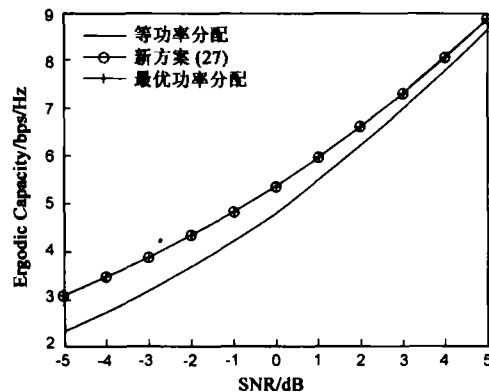


图 4 发送端已知信道协方差信息时几种功率分配方法的比较,  $\alpha=0.7$

距缩小, 与式(28)之间的差距增大.

图 3 和图 4 给出了发送端已知信道协方差信息时的仿真结果. 假设发送端的相关阵是指数的形式, 即  $\Theta_r$  的第  $(i, j)$  元素  $[\Theta_r]_{ij} = (a_i)^{|i-j|}$ , 其中  $a_i$  为发送相关因子. 可以看出, 此时新的功率分配方法式(27)获得的遍历容量与最优功率分配所获得的遍历容量几乎相同. 随着发送相关因子的增大, 新的功率分配方法与等功率分配之间的差距增大. 随着信噪比的增大, 新的功率分配方法与等功率分配之间的差距减小.

## 6 结论

本文研究了当发送端已知信道均值或协方差信息时的功率分配问题. 通过最大化信道遍历容量的一个下界, 分别推导给出了发送端已知信道均值和已知协方差信息情况下的新的功率分配方法. 仿真结果表明, 提出的方法可以获得比等功率分配和方法式(28)更大的遍历容量, 并且在一些场景下获得的容量与数值解法得出的最优功率分配所获得的容量几乎相同; 但是本文提出的方法不需要进行复杂的数值优化计算, 便于实现.

## 参考文献:

- [1] I E Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. Eur Trans Telecommun, 1999, 10(6): 585 - 595.
- [2] G J Foschini, M J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311 - 335.
- [3] G J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Tech J, 1996, 1(2): 41 - 59.
- [4] S Jin, X Q Gao, X H You. On the ergodic capacity of rank-1 Ricean fading MIMO channels[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2007, 53(2): 502 - 517.
- [5] E Visotsky, U Madhow. Space-time transmit precoding with imperfect feedback[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2001, 47(6): 2632 - 2639.
- [6] S A Jafar, A Goldsmith. Transmitter optimization and optimality of beamforming for multiple antenna systems[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2004, 3(4): 1165 - 1175.
- [7] E A Jorswieck, H Boche. Optimal transmission strategies and impact of correlation in multi-antenna systems with different type of channel state information[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(12): 3440 - 3453.
- [8] E A Jorswieck, H Boche. Channel capacity and capacity-range of beamforming in MIMO wireless systems under correlated fading with covariance feedback[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2004, 3(9): 1543 - 1553.

- [9] G Barriac, U Madhow. Space-time communication for OFDM with implicit channel feedback[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2004, 50(12): 3111 – 3129.
- [10] M T Ivrlac, W Utschick, J A Nossek. Fading correlations in wireless MIMO communication systems[J]. IEEE J Select Areas Commun, 2003, 21(5): 819 – 828.
- [11] S Venkatesan, S H Simon, R A Valenzuela. Capacity of a Gaussian MIMO channel with nonzero mean[A]. IEEE 58th Vehicular Technology Conference [C]. Orlando, FL: IEEE, 1767 – 1771.
- [12] R J Muirhead. Aspects of Multivariate Statistical Theory[M]. New York: John Wiley & Sons Inc, 1982.
- [13] O Oyman, R U Nabar, H Bolcskei, A J Paulraj. Characterizing the statistical properties of mutual information in MIMO channels[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2003, 51(11): 2784 – 2795.
- [14] A Lapidoth, S M Moser. Capacity bounds via duality with applications to multiple-antenna systems on the flat fading channels[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2003, 49(10): 2426 – 2467.
- [15] E N Onggosanusi, A M Sayeed, B D V Veen. Efficient signaling schemes for wideband space-time wireless channels using channel state information[J]. IEEE Trans Vehicular Tech, 2003, 52(1): 1 – 13.
- [16] T M Cover, J A Thomas. Elements of Information Theory [M]. New York: John Wiley & Sons Inc, 1991.
- [17] S K Jayaweera, H V Poor. On the capacity of multiple antenna in Rician fading[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2005, 4(3): 1102 – 1111.
- [18] L W Hanlen, A J Grant. Optimal transmit covariance for MIMO channels with statistical transmitter side information[A]. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT 2005) [C]. Adelaide, South Australia: IEEE, 2005. 1818 – 1822.

## 作者简介:



李 潇 女, 1982 年 11 月出生于安徽省蚌埠市, 现在东南大学移动通信国家重点实验室攻读博士学位. 研究方向为多天线系统自适应传输技术. E-mail: li\_xiao@seu.edu.cn



金 石 男, 1974 年 12 月出生于安徽省黄山市, 2007 年获东南大学工学博士学位, 现就职于东南大学移动通信国家重点实验室. 研究方向为下一代无线通信技术、随机矩阵理论等. E-mail: jinshi@seu.edu.cn



高西奇 男, 1967 年 3 月生, 东南大学信息科学和工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为空时无线通信理论与技术、宽带多载波传输与多址技术、现代信号处理及其在移动通信中的应用研究. E-mail: xqgao@seu.edu.cn