

# 信道估计误差下多用户 MIMO/OFDM 下行系统自适应传输<sup>\*</sup>

韩 锋 刘应状 朱光喜 卢小峰  
(华中科技大学电信系 武汉 430074)

**摘 要** 以系统总速率最大化为目标,提出在非理想信道信息情形下基于空分复用的多用户 MIMO/OFDM 下行系统的自适应资源分配方案,并满足用户的 QoS 要求。该方案首先根据用户信道估计误差模型和用户 QoS 对用户进行子载波分配,然后在各个子载波上进行功率和比特分配。仿真结果表明,该方案相对静态分配方案可获得更大的总速率,而且对信道估计错误更加强健,可应用到信道信息不确定的实际系统中。

**关键词** 多天线多载波,信道估计误差,自适应资源分配

## Adaptive Resource Allocation Scheme for Multiuser MIMO/OFDM Downlink with Channel Estimation Error

HAN Feng LIU Ying-Zhuang ZHU Guang-Xi LU Xiao-Feng

(Department Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074)

**Abstract** In this paper, we propose an adaptive resource allocation scheme for spatial multiplexing based multi-user MIMO/OFDM downlink system under imperfect channel information to maximize the system sum-rate and satisfy user's QoS parameters. Specially, sub-carriers are first allocated according to user's channel estimation error model and QoS parameters. Then power and bit allocation is carried out on each sub-carrier accordingly. Simulation results show that the proposed adaptive scheme could achieve more system sum-rate than the fixed scheme. And it is more robust to channel error and more practical in realistic wireless communication systems with channel uncertainties.

**Keywords** MIMO/OFDM, channel estimation error, adaptive resource allocation

### 1 引言

多输入多输出(MIMO)系统与传统的单天线系统相比,能够显著提高系统性能和信道容量。正交频分复用(OFDM)

技术将频率选择性信道转换为平坦衰落信道,有效地克服符号间干扰,避免了复杂的均衡技术。因此,MIMO 与 OFDM 技术的结合被认为是下一代移动通信系统的关键技术<sup>[1]</sup>。

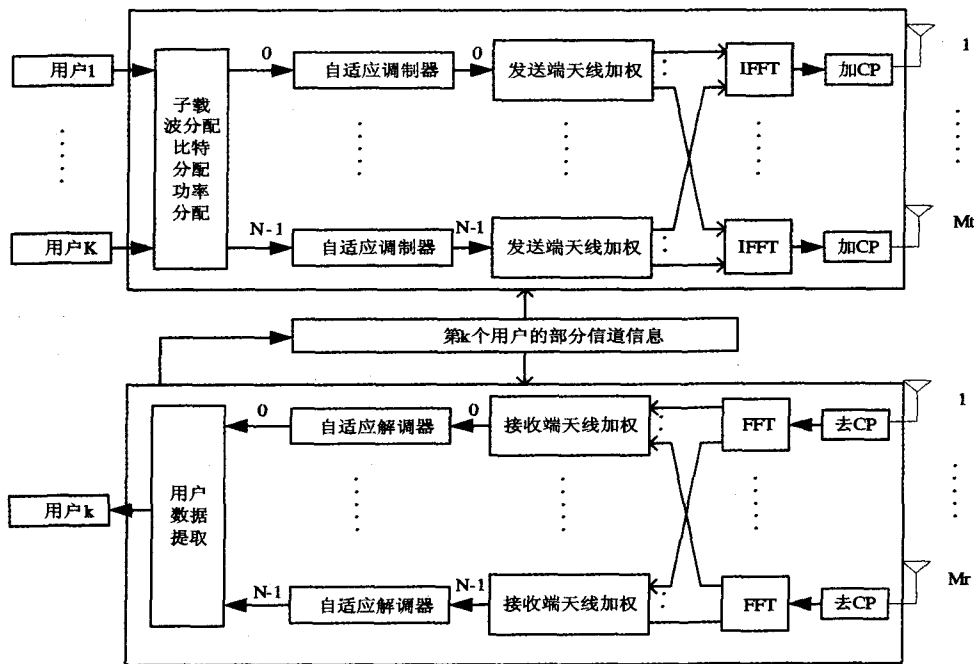


图 1 多用户 MIMO/OFDM 下行系统框图

尽管多用户 OFDM 的自适应资源分配得到了广泛研究,比如文[2],然而与多天线的技术结合,由于增加了空间维,使问题变得复杂起来。文[3]提出点对点串路下联合波束成型

和空间子信道分配以提高接收端信噪比,文[4,5]提出点对点串路下联合空分复用以最大化总速率,但其只考虑基站具有各个用户理想信道信息的情况。文[6]分析 MIMO 点对点

<sup>\*</sup>国家自然科学基金资助项目(60496315);国家“863”计划资助项目(2003AA12331005)。韩 锋 博士研究生。

系统下信道估计错误对自适应调制的影响,文[7]提出信道估计错误下最小化传输功率的自适应技术,但他们没有考虑多用户带来的多用户分集增益的影响。

因此,本文基于上面文献的推广,提出了信道估计错误下多用户 MIMO/OFDM 下行系统的自适应资源分配方案。具体的说,该方案包括子载波分配、功率和比特分配,使得在基站端传输功率限制和用户 QoS 参数限制下,系统总速率最大。

标识说明:矩阵和矢量用粗体字表示。 $(\cdot)^H$  表示 Hermitian 转置。 $rank(\cdot)$  表示矩阵的秩, $diag(\cdot)$  表示对角矩阵, $[\cdot]_{i,j}$  表示矩阵的第  $i$  行第  $j$  列元素。 $CN(\mu, \sigma^2)$  表示服从均值为  $\mu$ , 方差为  $\sigma^2$  的复循环对称高斯分布。

## 2 系统模型

多用户 MIMO/OFDM 下行系统如图 1 所示。基站端  $M_t$  根发射天线,  $K$  个用户, 每个用户  $M_r$  根接收天线, 子载波数为  $N$ 。假定循环前缀足够长, 不存在子载波间干扰。用户是均匀分布在小区中的, 各个用户信道相互独立。基站最大发射功率为  $P$ 。

定义矩阵  $\mathbf{H}_n^k \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$  为用户  $k$  在子载波  $n$  上的频域信道增益矩阵, 矩阵元素  $[\mathbf{H}_n^k]_{i,j}$  表示第  $j$  根发射天线到用户第  $i$  根接收天线的复增益。从实现系统复杂度考虑, 我们研究每个子载波仅分配一个用户的情况。假定子载波  $n$  分配给用户  $k$ , 则第  $n$  个子载波上的接收矢量为:

$$\mathbf{r}_n^k = \mathbf{H}_n^k \mathbf{s}_n^k + \mathbf{z}_n \quad (1)$$

式中,  $\mathbf{s}_n^k$  是第  $n$  个子载波上传输给用户  $k$  的  $N_r \times 1$  维矢量,  $\mathbf{r}_n^k$  和  $\mathbf{z}_n$  分别表示  $N_r \times 1$  的接收矢量和噪声矢量。 $\mathbf{z}_n$  中的每个元素是独立同分布的复高斯随机变量, 均值为 0, 方差为  $\sigma_z^2$ , 假定不同子载波不同用户的  $\mathbf{z}_n$  服从相同分布。

当基站端和用户  $k$  得到理想的信道信息时, 每个子载波可以分解为多个并行空间子信道。根据奇异值分解,  $\mathbf{H}_n^k = \mathbf{U}_n^k \Sigma_n^k (\mathbf{V}_n^k)^H$ 。式中,  $\mathbf{U}_n^k$  和  $\mathbf{V}_n^k$  分别为左奇异酉矩阵和右奇异酉矩阵, 奇异值矩阵  $\Sigma_n^k = diag(\sqrt{\lambda_1} \cdots \sqrt{\lambda_{J_n^k}})$ 。式中  $J_n^k = rank(\mathbf{H}_n^k)$ , 满足  $J_n^k \leq \min(M_t, M_r)$ 。定义  $\mathbf{x}_n^k = (\mathbf{V}_n^k)^H \mathbf{s}_n^k$ ,  $\mathbf{y}_n^k = (\mathbf{U}_n^k)^H \mathbf{r}_n^k$ , 代入(1), 得到  $\mathbf{y}_n^k = \Sigma_n^k \mathbf{x}_n^k + \mathbf{z}_n'$ , 式中  $\mathbf{z}_n' = (\mathbf{U}_n^k)^H \mathbf{z}_n$ 。因此, 基站和用户端都得到理想信道信息时, 每个子载波分解为无干扰的  $J_n^k$  个并行空间子信道。

## 3 误差信道模型

当基站和用户端不能获得理想信道信息时, 本文采用文[8]信道估计误差模型:

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \mathbf{E} \quad (2)$$

式中  $\mathbf{H}$  为理想信道矩阵,  $\mathbf{E}$  为误差矩阵,  $\hat{\mathbf{H}}$  为收发双方所得到的信道估计矩阵。本文假定接收方的信道矩阵为非理想的, 且其信道信息可即时和无反馈错误的发送给基站, 因此基站端和接收方有着相同的信道估计矩阵  $\hat{\mathbf{H}}$ , 该假定可作为研究反馈串路非理想情况的基础。将模型归一化, 进一步假设信道矩阵元素  $\hat{H}_{i,j}$  和误差矩阵元素  $E_{i,j}$  分别服从分布  $CN(0, 1 - \sigma_e^2)$  和  $CN(0, \sigma_e^2)$ , 则信道估计矩阵元素  $\hat{H}_{i,j}$  服从分布  $CN(0, 1)$ 。由(2)式看出,  $\sigma_e^2$  决定了信道估计的质量, 可根据信道时变性和信道估计得到, 本文定义  $\sigma_e^2$  为误差系数。

同样假定子载波  $n$  分配给用户  $k$ , 定义  $\hat{\mathbf{H}}_n^k$  和  $\mathbf{E}_n^k$  为用户  $k$  在子载波  $n$  上的信道估计矩阵和误差矩阵。相应地, 信道估计矩阵的奇异值分解为  $\hat{\mathbf{H}}_n^k = \hat{\mathbf{U}}_n^k \hat{\Sigma}_n^k (\hat{\mathbf{V}}_n^k)^H$ , 式中  $\hat{\Sigma}_n^k = diag(\sqrt{\hat{\lambda}_1} \cdots \sqrt{\hat{\lambda}_{\hat{J}_n^k}})$  为对应的奇异值矩阵。与理想信道条件下类似, 当基站和用户  $k$  获得估计信道矩阵  $\hat{\mathbf{H}}_n^k$  时, 定义  $\hat{\mathbf{x}}_n^k =$

$(\hat{\mathbf{V}}_n^k)^H \mathbf{s}_n^k$ ,  $\hat{\mathbf{y}}_n^k = (\hat{\mathbf{U}}_n^k)^H \mathbf{r}_n^k$ , 考虑(1)(2)式, 则

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_n^k &= (\hat{\mathbf{U}}_n^k)^H \mathbf{r}_n^k \\ &= (\hat{\mathbf{U}}_n^k)^H \mathbf{H}_n^k \mathbf{V}_n^k \mathbf{x}_n^k + (\hat{\mathbf{U}}_n^k)^H \mathbf{z}_n \\ &= \Sigma_n^k \mathbf{x}_n^k + (\hat{\mathbf{U}}_n^k)^H \mathbf{E}_n^k \hat{\mathbf{V}}_n^k \mathbf{x}_n^k + \mathbf{z}_n' = \Sigma_n^k \mathbf{x}_n^k + \hat{\mathbf{E}}_n^k \mathbf{x}_n^k + \mathbf{z}_n' \quad (3) \end{aligned}$$

式中  $\hat{\mathbf{E}}_n^k = (\hat{\mathbf{U}}_n^k)^H \mathbf{E}_n^k \hat{\mathbf{V}}_n^k$ ,  $\mathbf{z}_n' = (\hat{\mathbf{U}}_n^k)^H \mathbf{z}_n$ 。显而易见,  $\hat{\mathbf{E}}_n^k$  不是对角矩阵, 因此, 用户  $k$  在子载波  $n$  上的第  $i$  空间子信道的接收符号表示为:

$$y_n^{k,i} = \sqrt{\hat{\lambda}_n^{k,i}} x_n^{k,i} + [\hat{e}_n^k]_{i,i} x_n^{k,i} + \sum_{j=1, j \neq i}^{J_n^k} [\hat{e}_n^k]_{i,j} x_n^{k,j} + z_n' \quad (4)$$

式中  $\sqrt{\hat{\lambda}_n^{k,i}}$  是估计的信道增益,  $[\hat{e}_n^k]_{i,i}$  是估计错误, 最后两个部分为加性非高斯噪声。由于噪声与干扰之和的非高斯性, 该式的互信息难以计算。但在发送符号独立同高斯分布和最近解码规则下, 其广义互信息 (generalized mutual information)

可表示为  $I(x_n^{k,i}; y_n^{k,i} | \hat{\lambda}_n^{k,i}) = \log_2(1 + \frac{\hat{\lambda}_n^{k,i} P_n^{k,i}}{(\sigma_n^k)^2 P_n^k + \sigma_z^2})$  [8]。式中,

$(\sigma_n^k)^2$  为用户  $k$  在子载波  $n$  上的误差系数,  $P_n^k$  为分配给子载波  $n$  的功率,  $P_n^{k,i}$  为在子载波  $n$  上分配给第  $i$  空间子信道的功率, 满足  $P_n^k = \sum_{i=1}^{J_n^k} P_n^{k,i}$ 。因此用户  $k$  在子载波  $n$  上的第  $i$  子信道信噪比表示为:

$$\gamma_n^{k,i} = \frac{\hat{\lambda}_n^{k,i} P_n^{k,i}}{(\sigma_n^k)^2 P_n^k + \sigma_z^2} \quad (5)$$

## 4 信道估计误差下多用户资源分配

由(4)、(5)式看出, 当基站和用户端都不能得到理想信道信息时, 其空间信道并不能分解为多个并行空间子信道, 相互间存在干扰。因此, 文[5]基于理想信道信息下提出的基于 Frobenius 范数和矩阵行列式的子载波分配准则, 在信道信息不理想时就不能应用了。因此, 本小节关注信道估计误差模型下多用户资源分配, 提出可应用到实际系统的比特和功率分配方式。

假定采用无编码的矩形 QAM 调制, 则在加性白高斯信道 (AWGN) 下, BER 近似表示为  $BER(\gamma) \approx 0.2 \exp(-1.5\gamma / (2^r - 1))$ 。式中,  $\gamma$  和  $r$  分别是信噪比和星座图尺寸。定义  $\Gamma = \frac{\ln(0.2/BER)}{1.5}$ , 则

$$r = \log_2(1 + \gamma / \Gamma) \quad (6)$$

定义布尔变量  $C_n^k$  为子载波分配标识符。若  $C_n^k = 1$  表示将子载波  $n$  分配给用户  $k$ , 反之  $C_n^k = 0$ 。由于系统中每个子载波仅分配一个用户, 因此  $\sum_{k=1}^K C_n^k = 1 \forall n$ 。以系统总速率最大化为目标, 并满足用户 QoS 要求 (即 BER 要求), 提出如下目标函数:

$$\begin{aligned} & \max \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{J_n^k} C_n^k r_n^{k,i} \\ \text{s. t. } & \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K C_n^k P_n^k \leq P \\ & BER_k^R \leq BER_k^{\text{target}} \\ & \sum_{k=1}^K C_n^k = 1 \forall n \\ & r_n^k \in M \end{aligned} \quad (7)$$

式中,  $r_n^{k,i}$  为子载波  $n$  上用户  $k$  第  $i$  空间子信道分配的比特数,  $BER_k^{\text{target}}$  为用户  $k$  的 QoS 参数,  $M$  为 QAM 调制星座图尺寸集合。该约束优化的解  $[C_n^k, r_n^k, P_n^k]$  即为所需的子载波分配、比特和功率分配的结果。由于(7)式非常复杂, 很难直接计算出闭式解, 因此需要进一步简化该问题。

空分复用 OFDM 系统最大可实现的传输速率应该通过

在所有子载波上的空间子信道上按照“注水模型”分配功率得到,然而在中、高信噪比的情况下,功率在各个子信道上平均分配所能达到的容量与按照“注水”分配差别很小<sup>[9]</sup>,而前者实现起来却复杂得多。因此,我们假定发射功率在各个子载波间平均分配,即每个子载波分配功率为  $P/N$ 。为了使系统总速率最大,只要使得各个子载波上总速率最大即可,因此相应目标函数改为:

$$\begin{aligned} & \max \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N C_n^k r_k^{n,i} \\ \text{s. t. } & \sum_{k=1}^K C_n^k P_n^k \leq P/N \\ & BER_n^k \leq BER_k^{\text{target}} \\ & \sum_{k=1}^K C_n^k = 1 \quad \forall n \\ & r_k^{n,i} \in M \end{aligned} \quad (8)$$

由(8)式看出,问题可分为两步,首先需要在每个子载波上进行用户选择,即子载波分配,然后在各个子载波上进行功率分配、比特加载,下面分别叙述。

#### 4.1 子载波分配

为了使每个子载波上的总速率最大,本文提出一种遍历算法,即假定每个用户分配到该子载波,计算其在发射功率和QoS参数限制下的总速率,选取使总速率最大的用户作为该子载波的分配结果。

假定子载波  $n$  分配给用户  $k$ ,由(6)式,  $r_k^{n,i} = \log_2(1 + \frac{\gamma_k^{n,i}}{\Gamma_k})$ ,将(5)式带入,则  $r_k^{n,i} = \log_2(1 + \frac{\hat{\lambda}_n^{k,i} P_n^{k,i}}{\Gamma_k((\sigma_n^k)^2 P_n^k + \sigma_z^2)})$ 。相应地,分配给第  $i$  空间子信道的功率为

$$P_n^{k,i} = \frac{\Gamma_k(2^{r_k^{n,i}} - 1)((\sigma_n^k)^2 P_n^k + \sigma_z^2)}{\hat{\lambda}_n^{k,i}} \quad (9)$$

若不考虑分配比特整数要求,此时子载波  $n$  的总速率为:

$$r_n^k = \sum_{i=1}^{J_n^k} r_k^{n,i} = \sum_{i=1}^{J_n^k} \log_2 \left( 1 + \frac{\hat{\lambda}_n^{k,i} P_n^{k,i}}{\Gamma_k((\sigma_n^k)^2 P_n^k + \sigma_z^2)} \right) \quad (10)$$

$$\text{s. t. } \sum_{i=1}^{J_n^k} P_n^{k,i} \leq P/N$$

由于本文考虑发射功率在子载波间平均分配,因此  $P_n^k = P/N$ 。利用拉格朗日优化算法,用户  $k$  在子载波  $n$  空间子信道  $i$  的功率分配为:

$$P_n^{k,i} = \left[ \mu - \frac{\Gamma_k((\sigma_n^k)^2 P/N + \sigma_z^2)}{\hat{\lambda}_n^{k,i}} \right]^+ \quad (11)$$

式中,  $[x]^+$  表示 0 和  $x$  的最大值,  $\mu$  为由功率限制决定的常数。则  $r_n^k = \sum_{i=1}^{J_n^k} r_k^{n,i} = \sum_{i=1}^{J_n^k} \log_2 \left( \frac{\mu \hat{\lambda}_n^{k,i}}{\Gamma_k((\sigma_n^k)^2 P/N + \sigma_z^2)} \right)$ 。因此子载波分配准则为:

$$C_n^k = \begin{cases} 1 & \max_{i=1}^{J_n^k} \log_2 \left( \frac{\mu \hat{\lambda}_n^{k,i}}{\Gamma_k((\sigma_n^k)^2 P/N + \sigma_z^2)} \right) \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (12)$$

#### 4.2 功率、比特分配

进行子载波分配后,考虑空间子信道上实际的比特整数要求,本小节提出了可应用到实际环境的在各个子载波上的功率和比特分配算法。该算法的基本思想是:假定每个空间子信道被分配了最高的星座图尺寸,若发射功率大于限制,则依次搜索使功率下降最大的空间子信道,使其子信道星座图尺寸减少一个步长,直到功率达到要求。由(9)式,当空间子信道分配的比特减少一个相应步长时,其相应减少的功率为:

$$\Delta P_n^{k,i}(r_k^{n,i}, r_k^{n,i-1}) = \frac{\Gamma_k(2^{r_k^{n,i}} - 2^{r_k^{n,i-1}})((\sigma_n^k)^2 P_n^k + \sigma_z^2)}{\hat{\lambda}_n^{k,i}} \quad (13)$$

式中,  $r_k^{n,i}$  为当前空间子信道  $i$  分配的比特,  $r_k^{n,i-1}$  为减少一个步长后分配的比特。假定根据子载波分配结果,子载波  $n$  分配给用户  $k$ ,自适应调制算法描述如下:

初始化:

(1)根据调制方式不同,设定  $M$  取值范围。  $S = \{1, \dots, J_n^k\}$  包含所有空间子信道。

(2)根据信道矩阵  $H_n^k$ ,计算用户  $k$  在子载波  $n$  上的奇异值矩阵  $\Sigma_n^k$ 。

(3)对用户  $k$  所有的空间子信道,设定  $r_k^{n,i} = \max M$ 。

迭代过程:

(4)根据(9)式计算  $P_n^{k,i}$  和用掉的功率  $P_n^k = \sum_{i \in S} P_n^{k,i}$ 。

(5)若  $P_n^k \leq P/N$  或者  $|S| = \emptyset$ ,则算法结束。

(6)对集合  $S$  中所有空间子信道,根据式(13)计算  $\Delta P_n^{k,i}(r_k^{n,i}, r_k^{n,i-1})$ ,其中  $r_k^{n,i}$  为用户  $k$  在子信道  $i$  当前调制方式的比特数,  $r_k^{n,i-1}$  为相应低阶调制方式比特数。选择子信道  $i^*$ ,其满足  $i^* = \arg \max_{i \in S} \Delta P_n^{k,i}(r_k^{n,i}, r_k^{n,i-1})$ ,使其当前比特数  $r_k^{n,i} \leftarrow r_k^{n,i-1}$ 。若  $r_k^{n,i} \notin M$ ,将子信道  $i^*$  从集合  $S$  中去除,  $\{S\} = \{S\} - i^*$ ,回到步骤(4)重新进行迭代。

该算法的分配结果  $[P_n^{k,i}, r_k^{n,i}]$  即为自适应的分配结果。值得指出的是,该自适应算法采用比特去除算法,一开始为所有空间子信道分配最大星座图尺寸,然后逐级递减,当信噪比相对较大时非常有效。与之类似,当信噪比相对小时,比特加载算法则有效一些,在此不再赘述。

### 5 仿真

为了分析算法的性能,我们进行了蒙特卡罗仿真。由于本算法是在每个子载波基础上提出,因此本文没有考虑子载波个数的影响,主要分析自适应方案对子载波总速率的影响。定义每个子载波上发射信噪比为  $SNR = \frac{P}{N\sigma_z^2}$ 。自适应调制器选择 4-QAM、16-QAM、64-QAM、256-QAM,因此集合  $M = \{2, 4, 6, 8\}$ ,同时考虑信道条件非常恶化时不发送的情况。假定系统中所有用户  $BER_k^{\text{target}} = 0.001$ ,此时(6)式接近理想值。值得指出的是,本方案可很容易的应用到用户QoS参数不同的情况。

为了进行比较,提出了静态分配方式,即子载波分配采用轮循分配,使得每个用户都能有机会传输,同时进行自适应的功率、比特分配。尽管静态分配保障了最大公平性,但该方法没有考虑多用户信道差异,没有获取多用户分集增益。仿真结果如下所示:

**仿真 1** 测试信道误差系数对子载波总速率影响。假定系统中有 4 个用户,各用户信道误差矩阵  $H_n^k$  服从相同分布,图 2 给出了信噪比 40dB 时误差系数对子载波总速率的影响。当误差系数为 0 时,自适应方案可达到最大子载波容量,如 6 发 6 收系统达到 48bit/s/Hz,4 发 4 收系统达到 32bit/s/Hz,2 发 2 收系统达到 16bit/s/Hz。然而,随着误差系数的增大,子载波的总速率越来越减少,说明信道估计错误对系统性能影响越来越显著。同时,本文提出的自适应传输方案较静态方案子载波总速率平均有 1bit/s/Hz 的提高,这是由于本方案具有多用户分集增益的结果。

**仿真 2** 测试用户数对子载波总速率的影响。假定系统中所有用户信道误差矩阵  $H_n^k$  服从相同分布,发射信噪比为 40dB,图 3 给出了用户数对子载波总速率的影响。可以看出,本文提出的自适应方案随着用户数增加,子载波总速率随之增加,且随着用户数的越来越多,增长趋于平缓,多用户分

集增益相对减少。反之,静态分配方案随用户数没有变化,其没有考虑多用户分集影响。

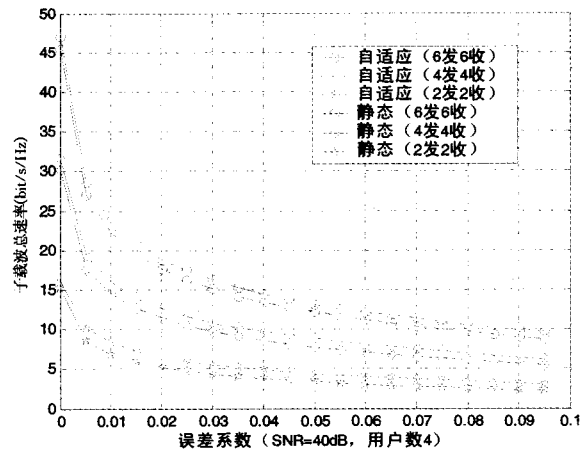


图2 误差系数( $\sigma_e^2$ )对子载波信道容量的影响(SNR=40dB,用户数4)

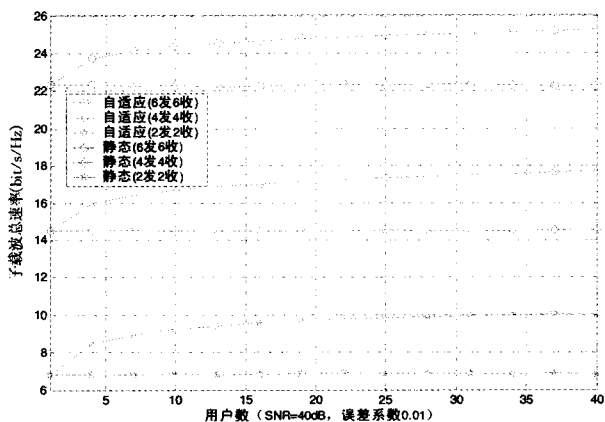


图3 用户数与子载波信道容量关系图(SNR=40dB,误差系统0.01)

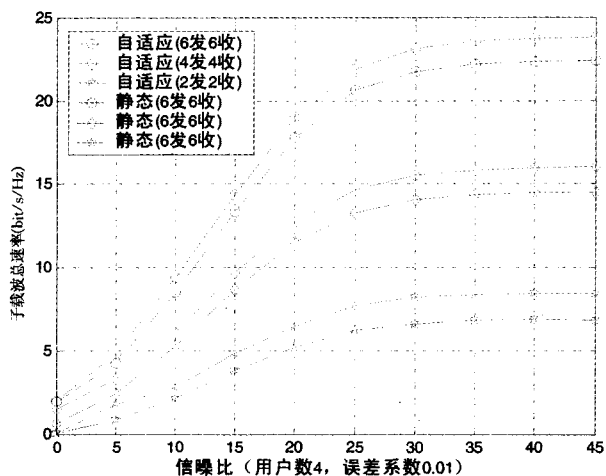


图4 误差系统相同时信噪比与子载波信道容量关系图(用户数4,误差系数0.01)

**仿真3** 测试发送信噪比对子载波总速率的影响。假定系统4个用户,所有用户信道误差矩阵  $\hat{H}_k$  服从相同分布,图4给出了信噪比对子载波总速率影响。可以看出,随着发送信噪比增大,自适应方案与静态方案下子载波总速率同样增大,当信噪比超过30dB时,子载波总速率增长趋于平缓,这

是由于两种方案最大调制方式为256QAM以及存在信道估计误差造成的。同时,自适应方案较静态方案子载波总速率平均有2比特的提高。

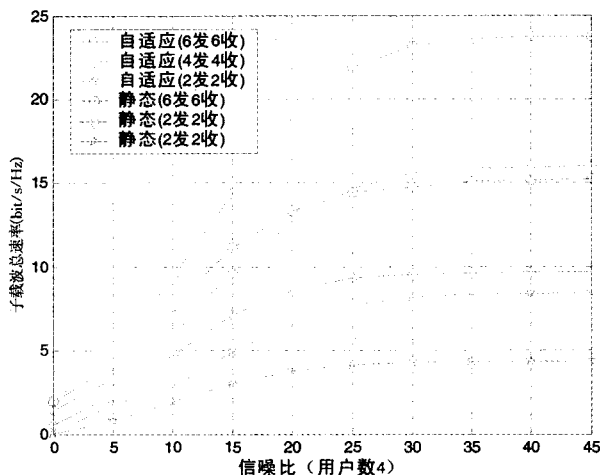


图5 误差系数不同时信噪比与子载波信道容量关系图(用户数4)

上面的所有仿真都是假定系统中用户误差矩阵具有相同分布,图5给出了系统中4个用户,各个用户信道误差系数服从闭区间 $[0.01, 0.06]$ 均匀分布时信噪比对子载波总速率的影响。可以看出,当用户误差矩阵不同时,信噪比超过30dB时,6发6收系统下自适应方案较静态方案子载波总速率有接近8bit/s/Hz的增益,4发4收系统下有超过6bit/s/Hz的增益,4发4收系统下有大约4bit/s/Hz的增益。

**结论** 本文针对信道估计误差下多用户MIMO/OFDM下行系统,提出了一种保障用户QoS的自适应传输方案,以最大化系统总速率。该方案以误差信道模型为基础,首先根据各个用户信道信息和QoS需求对用户进行子载波分配,然后在各个子载波上进行功率和比特分配。仿真结果表明,该方案比起静态方案,由于多用户分集的影响,总速率显著提高,可应用到信道信息不确定的实际系统中。

### 参考文献

- 1 Stuber G L, Barry J R, McLaughlin S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271~294
- 2 Cheong YuiWong, Cheng RS, Lataief KB, et al. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17 (10)
- 3 Pan Y, Letaief K B, Cao Z. Dynamic spatial subchannel allocation with adaptive beamforming for MIMO/OFDM systems. IEEE Trans. Wireless Commun, Nov 2004, 3:2097~2107
- 4 Liu Guangyi, Liu Xiantao, Zhang Ping. QoS oriented dynamical resource allocation for eigen beamforming MIMO OFDM. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd Volume, Sept 2005, 3:1450~1454
- 5 胡臻平, 朱光喜, 肖啸. 多用户空间复用OFDM系统中的子载波分配. 华中科技大学学报(自然科学版), 2006(2)
- 6 Zhou Zhendong, Vucetic B, Chen Zhou, Li Yonghui. Design of adaptive modulation in MIMO systems using outdated CSI. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on, Sept 2005, 2:1101~1105
- 7 Wang Zhiying, He Chen. A Robust AM-MIMO based on minimized transmission power. Communications Letters, IEEE, June 2006, 10(6): 432~434
- 8 Yoo T, Goldsmith. A Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error. Information Theory, IEEE Transactions on, May 2006, 52(5): 2203~2214
- 9 Chow P S, Cioffi J M. Bandwidth Optimization for High Speed Data Transmission over Channels with Severe Intersymbol Interference. In: Proc. IEEE GLOBECOM, 1992. 59~63