

## 基于信道反馈的 MIMO-OFDM 系统多用户分集研究

梁学俊 朱光喜 曹 汐 王德胜  
(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

**摘 要:** 利用包含信道质量的反馈信息,多用户分集能显著提高无线通信系统的性能。然而,在多载波多天线(MIMO-OFDM)的架构下,反馈所有用户的所有信道质量信息(CQI)将占据大量的无线资源,从而降低了频谱效率,因此各种有限信道反馈算法被提出来减少系统的反馈开销。该文主要研究了基于两种典型的有限信道反馈的多用户分集增益,并与理想反馈进行了对比。系统平均频谱效率数学表达式的推导考虑了可选调制方式有限的特性,更符合实际。仿真用于评估各种反馈算法下的多用户分集性能,其结果与理论分析相当匹配。并且只要恰当地选取反馈参数,有限信道反馈算法可以在不损失多用户分集增益的前提下,极大的降低反馈开销,这为设计实际系统的信道反馈提供了参考。

**关键词:** 多输入多输出; 正交频分复用; 信道反馈; 多用户分集

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2570-05

## Analysis of Multiuser Diversity in MIMO-OFDM System Based on Channel Feedback Algorithm

Liang Xue-jun Zhu Guang-xi Cao Xi Wang De-sheng

(Department of Electronics & Information Engineering, Huazhong Univ. of Sci. & Tech, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** Multiuser diversity can significantly improve wireless communication system performance by exploiting the feedback information that conveys the channel quality. In Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing(MIMO-OFDM) structure, the per subcarrier of per user feedback expenses a substantial amount of wireless resource and decreases spectrum efficiency, so various limited channel feedback scheme is proposed to reduce the feedback load. In this paper, the multiuser diversity gain based on two representative limited channel feedback is investigated, and it is compared with ideal feedback. The close-form expression of average spectrum efficiency is deduced with considering a discrete finite set of candidate constellation sizes for practical system. Extensive simulations are presented to evaluate the multiuser diversity performance in various feedback scheme and the results match with the numeral analysis very well. The limited feedback schemes can reduce the feedback load greatly with no loss in terms of multiuser diversity gain only if the feedback parameters are chosen properly, which provides the instruction to design the channel feedback of practical system.

**Key words:** MIMO; OFDM; Channel feedback; Multiuser diversity

### 1 引言

MIMO-OFDM(Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技术被公认为是未来宽带无线通信系统的物理层解决方案。MIMO技术可以提高系统的容量,改善系统的性能。OFDM技术则可以消除符号间干扰,有效地对抗多径衰落。

多用户分集利用不同用户的不同随机衰落过程可获得系统性能增益。多用户分集的概念最早由 Knopp 和 Humhlet 提出<sup>[1]</sup>,其基本思想是当多个用户共享时分复用的衰落信道时,以下行链路为例,基站每个时隙选择信道状态最好的用

户,与之通信。文献[2-4]将多用户分集运用于 MIMO-OFDM 系统,不同用户在相互重叠但彼此正交的子载波上同时传输,并且不同的子载波上采用不同的调制方式,从而达到很高的频谱利用率。系统实现多用户分集的前提是基站端需要获取用户的信道质量信息(CQI)。对 FDD 系统而言,各用户要将其 CQI 反馈至基站,在多天线以及多载波的架构下,若每个用户都将其所有的 CQI 予以反馈,系统开销将是极为庞大的。已有许多文献研究如何减少反馈信息,如文献[5]利用了相邻子载波信道的相关性,将邻近的子载波组成一个簇或子带,取簇内子载波的信道增益均值作为簇的 CQI 反馈给基站。文献[6]运用信道预测与增量调制相结合的方法将子载波信道的 CQI 变化特性反馈给基站。文献[5,6]虽然一定程度上减少了反馈开销,但提供的多用户分集增益有限。文献[7]提出了门限反馈算法,只有信噪比大于某一门限的用户才能

2007-06-01 收到,2007-12-19 改回

国家 863 计划项目(2003AA12331005)和国家自然科学基金(60496315)资助课题

反馈 CQI, 当用户数较大时, 该算法不会损失分集增益, 但文献[7]的研究局限于单载波系统。

由上述可见, 信道反馈算法是实现多用户分集增益的基础, 以极小的反馈开销开发极大的多用户分集增益是系统设计的目标。本文的贡献在于, 首先, 分析了理想反馈状态下多用户分集对系统性能的影响, 并考虑了实际系统调制方式有限的约束, 为之后的研究提供了参照。接着, 详细推导了两种典型的有限反馈算法下系统平均频谱效率的数学表达式, 建立起多用户分集增益与反馈参数之间的关系。最后, 通过仿真表明, 各种有限信道反馈下多用户分集对系统性能的提升效果仍然明显。在系统的频谱效率与反馈开销之间存在着权衡的关系, 只要恰当的选取反馈参数, 有限反馈算法也可保留绝大部分的多用户分集增益。

本文第2节介绍多用户MIMO-OFDM系统模型, 第3节讨论了理想反馈状态下的多用户分集增益。基于有限信道反馈的多用户分集研究在第4节。第5节是仿真结果与分析, 结论在第6节。

## 2 系统模型

考虑 $K$ 个用户FDD MIMO-OFDM系统, 并且用户是均匀分布在小区中, 这样各个用户所经历的信道看作是相互独立的, 基站端有 $N_t$ 个发射天线, 每个用户端有 $N_r$ 个接收天线, 多天线传输采用空时分组码。系统带宽为 $W$ , 子载波数为 $N$ 。图1所示为基站与第 $k$ ( $1 < k < K$ )个用户(下文中表述为用户 $k$ )的链路, 暂不考虑功率分配, 假设各个子载波上的功率均为 $P$ 。第 $n$ ( $1 < n < N$ )个子载波(下文中表述为子载波 $n$ )上的信号表示为

$$Y_n = \sqrt{P} \mathbf{H}_{k,n} X_n + w_n \quad (1)$$

子载波 $n$ 传输用户 $k$ 的数据。 $X_n$ 表示传输信号 $E\{X_n^2\} = 1$ 。 $\mathbf{H}_{k,n}$ 为信道增益矩阵, 其中矩阵元素 $h_{k,n}^{i,j}$ 表示子载波 $n$ 上, 从基站端第 $i$ 个发射天线到用户 $k$ 的第 $j$ 个接收天线的频域信道响应系数。 $w_n$ 是均值为零, 方差为 $\sigma^2$ 的加性高斯白噪声。根据系统模型, 用户 $k$ 在子载波 $n$ 上的CQI用瞬间信噪比(SNR) $\gamma_{k,n}$ 来表征

$$\gamma_{k,n} = P \|\mathbf{H}_{k,n}\|_F^2 / \sigma^2 \quad (2)$$

假设用户信道均服从Rayleigh衰落, 则 $\gamma_{k,n}$ 的概率密度函数(PDF)服从伽马分布<sup>[8]</sup>

$$P(\gamma) = \frac{(N_t/\delta_k)^{N_t N_r}}{\Gamma(N_t N_r)} \gamma^{N_t N_r - 1} \exp\left(-\frac{N_t}{\delta_k} \gamma\right) \quad (3)$$

式中 $\Gamma(a) = \int_0^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$ 为伽马函数,  $\delta_k = P/\sigma^2$ 为用户的平均信噪比并有 $\delta_k = \delta$ ,  $k = 1, \dots, K$ , 下文描述中将省略用户下标 $P_k(\gamma) \rightarrow P(\gamma)$ 。由式(3)知,  $\gamma_{k,n}$ 的累积分布函数(CDF)为

$$F(\gamma) = \int_{-\infty}^{\gamma} P(t) dt = 1 - \frac{\Gamma\left(N_t N_r, \frac{N_t \gamma}{\delta}\right)}{\Gamma(N_t N_r)} \quad (4)$$

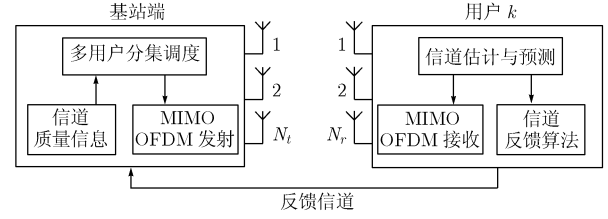


图1 MIMO-OFDM系统结构框图

式中 $\Gamma(a, x) = \int_x^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$ 为不完全伽马函数。

## 3 理想反馈下的多用户分集

理想反馈状态下, 基站端掌握所有用户各个子载波上的信噪比精确值, 多用户分集调度为子载波 $n$ 分配信噪比最大的用户使用, 其数学表达式为

$$\gamma_n = \gamma_{\max} = \max(\gamma_{1,n}, \gamma_{2,n}, \dots, \gamma_{K,n}) \quad (5)$$

比特数分配由误码率要求 $BER_0$ 与瞬间信噪比联合决定。假设系统采用正交幅度调制(M-QAM)方式, 其误比特率上界近似公式为<sup>[9]</sup>

$$BER(b, \gamma) \approx 0.2 \exp^{-1.5\gamma/2^b - 1} \quad (6)$$

式中 $\gamma$ 为信噪比,  $b$ 为比特数。暂不考虑 $b$ 的整数要求, 由式(6)可得子载波 $n$ 的传输速率 $r_n$ 为

$$r_n = \frac{W}{N} \log_2(1 + \alpha \gamma_n) \quad (7)$$

式中 $\alpha = \frac{-1.5}{\ln(5BER_0)}$ 。系统总的传输速率表示为

$$r = \sum_{n=1}^N r_n \quad (8)$$

信道的时变衰落特性导致传输速率 $r$ 为一随机变量, 其系统的平均频谱效率可表示为

$$\frac{E(r)}{W} = \int_0^{+\infty} \log_2(1 + \alpha \gamma_n) P_{\max}(\gamma_n) d\gamma_n \quad (9)$$

式中 $P_{\max}(\gamma_n)$ 为基站端子载波 $n$ 的信噪比PDF, 由统计学知识, 可知

$$P_{\max}(\gamma_n) = KP(\gamma_n) F^{K-1}(\gamma_n) \quad (10)$$

实际系统可选的M-QAM调制方式是有限的, 比特数 $b$ 应有整数要求。假设 $M = \{M_0, M_1, \dots, M_{J-1}\}$ ,  $M_j$ 表示调制阶数,  $M_0$ 表示不分配比特,  $b = \log_2 M$ 。调制转换门限为 $S = \{S_0, S_1, \dots, S_J\}$ ,  $S_0 = 0$ ,  $S_J = \infty$ 。当 $S_j < \gamma_n < S_{j+1}$ , 子载波 $n$ 上采用 $M_j$ 调制方式。转换门限的选取根据误码率近似公式(6), 应满足误码率 $BER_0$ 的要求<sup>[10]</sup>

$$S_1 = [\text{erfc}^{-1}(2BER_0)]^2, S_i = -\frac{2}{3}(2^i - 1) \ln(5BER_0), \quad (11)$$

$$i = 2, 3, \dots, J-1$$

$\text{erfc}^{-1}$ 表示误差补函数的反函数。此时, 系统的平均频谱效率可表示为各个调制方式下取得的频谱效率与其执行概率乘积之和

$$\begin{aligned} \frac{E(r)}{W} &= \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) \int_{S_j}^{S_{j+1}} P_{\max}(\gamma_n) d\gamma_n \\ &= \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) [F^K(S_{j+1}) - F^K(S_j)] \end{aligned} \quad (12)$$

#### 4 有限反馈下的多用户分集

对于 MIMO-OFDM 系统, 理想反馈下的反馈信息量会严重影响其效率, 因此考虑有限反馈更具有实际意义。有限反馈算法就是在用户估计和预测得到所有子载波 CQI 后, 对这些信息进行处理或筛选, 最终只将部分信息通过反馈信道传输给基站。当基站端子载波上出现没有用户反馈信息的情况时, 该子载波将不传输任何数据, 称为反馈中断。根据对 CQI 处理或筛选的方法不同, 本文分别研究两种典型的有限信道反馈算法。

##### 4.1 最优反馈

用户端对所有子载波的信噪比排序, 只反馈其中最优的  $L$  个信道信息。此时, 基站端每个子载波上的反馈用户数是一个随机变量, 子载波  $n$  上有  $x$  个用户反馈信息的概率为

$$\Pr(x) = \binom{K}{x} \left(\frac{L}{N}\right)^x \left(1 - \frac{L}{N}\right)^{K-x} \quad (13)$$

基站端子载波  $n$  从  $x$  个反馈用户中选取最好的用户使用, 其信噪比的 CDF 调整为

$$F_{\text{best}}(y) = \Pr(\gamma_n < y / [\gamma_n] \leq L - 1) \quad (14)$$

式中  $[\gamma_n]$  表示用户端所有子载波信道中, 信噪比大于  $\gamma_n$  的子载波数目, 式(14)又可表示为

$$F_{\text{best}}(y) = \frac{\Pr([\gamma_n] \leq L - 1, \gamma_n < y)}{\Pr([\gamma_n] \leq L - 1)} \quad (15)$$

其中

$$\Pr([\gamma_n] \leq L - 1) = L/N \quad (16)$$

并且

$$\begin{aligned} \Pr([\gamma_n] \leq L - 1, \gamma_n < y) \\ = \int_0^y \Pr([\gamma_n] \leq L - 1 / \gamma_n = \tau) \Pr(\gamma_n = \tau) d\tau \end{aligned} \quad (17)$$

$$\Pr([\gamma_n] \leq L - 1 / \gamma_n = \tau) = \sum_{z=0}^{L-1} \binom{N-1}{z} (1 - F(\tau))^z (F(\tau))^{N-1-z} \quad (18)$$

运用二项系数, 式(15)化简为

$$\begin{aligned} F_{\text{best}}(y) &= \frac{N}{L} \int_0^y \sum_{z=0}^{L-1} \binom{N-1}{z} (1 - F(\tau))^z (F(\tau))^{N-1-z} P(\tau) d\tau \\ &= \frac{N}{L} \sum_{z=0}^{L-1} \binom{N-1}{z} \int_0^y (1 - F(\tau))^z (F(\tau))^{N-1-z} P(\tau) d\tau \\ &= \frac{N}{L} \sum_{z=0}^{L-1} \binom{N-1}{z} \sum_{v=0}^z \frac{(-1)^v}{N - z + v} \binom{z}{v} (F(y))^{N-z+v} \end{aligned} \quad (19)$$

通过式(12)可知, 多用户分集系统的频谱效率由信噪比 CDF 和反馈用户数联合决定。最优反馈下, 系统的平均频谱效率为

$$\begin{aligned} \frac{E(r)}{W} &= \sum_{x=1}^K \Pr(x) \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) [F_{\text{best}}^x(S_{j+1}) - F_{\text{best}}^x(S_j)] \\ &= \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) \sum_{x=1}^K \binom{K}{x} \left(\frac{L}{N}\right)^x \left(1 - \frac{L}{N}\right)^{K-x} \\ &\quad \cdot [F_{\text{best}}^x(S_{j+1}) - F_{\text{best}}^x(S_j)] = \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) \\ &\quad \cdot \left\{ \left[ \frac{LF_{\text{best}}(S_{j+1})}{N} + 1 - \frac{L}{N} \right]^K - \left[ \frac{LF_{\text{best}}(S_j)}{N} + 1 - \frac{L}{N} \right]^K \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

##### 4.2 门限反馈

另一种典型的有限反馈算法称为门限反馈。用户端将所有子载波的 SNR 与门限值  $\gamma_{\text{th}}$  对比, 只反馈大于  $\gamma_{\text{th}}$  的信道信息。同理, 子载波  $n$  上有  $x$  个用户反馈信息的概率表示为

$$\Pr(x) = \binom{K}{x} (1 - F(\gamma_{\text{th}}))^x (F(\gamma_{\text{th}}))^{K-x} \quad (21)$$

系统的平均频谱效率表达式仍参考式(12)的形式, 只需将基站端子载波  $n$  上的信噪比 CDF 变为

$$F_{\text{thre}}(y) = \Pr(\gamma_n < y / \gamma_n > \gamma_{\text{th}}) = \begin{cases} \frac{\Pr(\gamma_{\text{th}} < \gamma_n < y)}{\Pr(\gamma_n > \gamma_{\text{th}})}, & y > \gamma_{\text{th}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (22)$$

其中

$$\frac{\Pr(\gamma_{\text{th}} < \gamma_n < y)}{\Pr(\gamma_n > \gamma_{\text{th}})} = \frac{F(y) - F(\gamma_{\text{th}})}{1 - F(\gamma_{\text{th}})} = 1 - \frac{\Gamma\left(N_t N_r, \frac{N_t y}{\delta}\right)}{\Gamma\left(N_t N_r, \frac{N_t \gamma_{\text{th}}}{\delta}\right)} \quad (23)$$

系统的平均频谱效率表达式为

$$\begin{aligned} \frac{E(r)}{W} &= \sum_{x=1}^K \Pr(x) \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) [F_{\text{thre}}^x(S_{j+1}) - F_{\text{thre}}^x(S_j)] \\ &= \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) \sum_{x=1}^K \binom{K}{x} (1 - F(\gamma_{\text{th}}))^x (F(\gamma_{\text{th}}))^{K-x} \\ &\quad \cdot [F_{\text{thre}}^x(S_{j+1}) - F_{\text{thre}}^x(S_j)] = \sum_{j=0}^{J-1} \log_2(M_j) \\ &\quad \cdot \left\{ [1 - F(\gamma_{\text{th}})] F_{\text{thre}}(S_{j+1}) + F(\gamma_{\text{th}}) \right\}^K \\ &\quad - \left\{ [1 - F(\gamma_{\text{th}})] F_{\text{thre}}(S_j) + F(\gamma_{\text{th}}) \right\}^K \end{aligned} \quad (24)$$

#### 5 仿真结果与分析

仿真系统子载波数  $N$  为 512, 基站天线数  $N_t$  为 2, 用户天线数  $N_r$  为 1, 采用 Alamouti 空时编码。噪声方差  $\sigma^2$  为 1。系统可选的  $M$ -QAM 调制方式有  $M = \{0, 4, 16, 64, 256\}$ , 误码率要求  $\text{BER}_0$  为  $10^{-4}$ 。本文仿真过程未考虑信道估计和反馈延迟所带来的误差, 而是假定反馈到基站端的信道信息完全正确。

图2与图3所示为理想反馈下系统的平均频谱效率。图2显示采用多用户分集调度下系统性能的增益(无多用户分集调度的系统, 每个子载波由固定的用户使用), 平均信噪比为 20dB。由图中曲线可知, 多用户分集增益对系统性能提升明

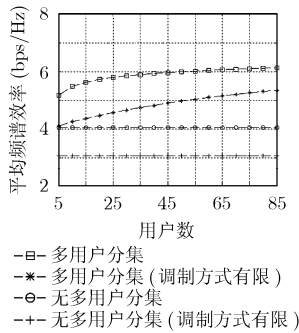


图 2 理想反馈下系统的平均频谱效率(1)

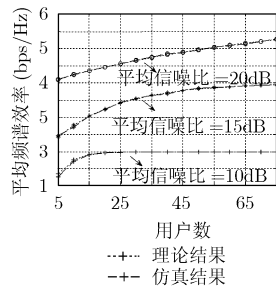


图 3 理想反馈下系统的平均频谱效率(2)

显,并随着用户数的增加而增大。当系统用户数大于50时,无论调制方式是否有限,增益均在2bps/Hz以上。另外,有限的调制方式约束会降低系统的平均频谱效率,提供尽可能多的可选的调制方式可以弥补系统性能的损失。图3将式(12)理论分析与实际仿真结果,在不同的平均信噪比条件下,进行了对比。可以发现分析曲线与仿真曲线匹配得很好,这说明式(12)完全可以表征不同的平均信噪比及用户数下系统的频谱效率,这为之后的理论推导奠定了基础。

图4为系统的平均频谱效率与反馈门限的关系曲线,多用户分集增益仍然明显。门限反馈下系统的频谱效率依靠反馈门限 $\gamma_{th}$ 并随着 $\gamma_{th}$ 的增加而减小。在平均信噪比为20dB,用户数为40的系统中,当反馈门限增加到23dB时,频谱效率基本没有下降。频谱效率曲线的这种特点也为设计高效的门限反馈算法提供了可能,换句话说,门限反馈算法可以在不损失频谱效率的前提下,降低系统的反馈量。

图5所示为最优反馈时系统的平均频谱效率曲线。当N值较大时,表达式(19)的计算相当复杂。为了简便,仿真最优反馈时我们利用频域相关性,将相邻的16个子载波组成子信道,任选其中一个子载波的信噪比近似该子信道的CQI。与图4相似,除了多用户分集增益外,图5中的曲线当反馈信道数大于某一数值时,频谱效率也基本保持恒定。例如在平均信噪比为20dB,用户数为40的系统中,反馈信道数大于4时,频谱效率不再增高。因此只要反馈参数选择合适,最优反馈也可在充分开发多用户分集增益的同时,降低系统的反馈开销。

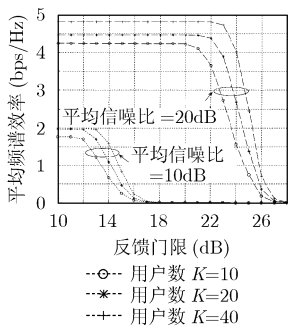


图 4 门限反馈下系统平均频谱效率

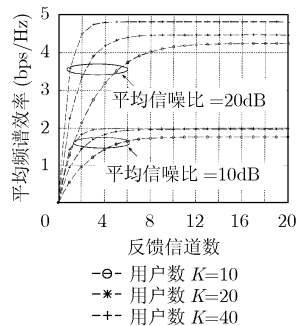


图 5 最优反馈下系统的平均频谱效率

图6与图7分别比较了各种有限反馈算法下系统的平均频谱效率与平均反馈信道数,平均信噪比为20dB,门限反馈参数 $\gamma_{th}=22$ dB,最优反馈参数 $L=4$ 。图6所示,系统多用户较小时,各种有限反馈算法与理想反馈取得的频谱效率差距明显,门限反馈略优于最优反馈。而当用户数大于40时,有限反馈算法取得与理想反馈近似的频谱效率。相应的平均反馈信道数见图7,各种反馈算法下的反馈信道数与用户数成线性增长关系,只不过增长趋势不同。最优反馈表现最好,门限反馈次之。当用户数为50时,最优反馈的反馈信道数约为理想反馈的10%,门限反馈约为15%。可见,在系统的频谱效率与反馈开销之间存在着权衡关系。

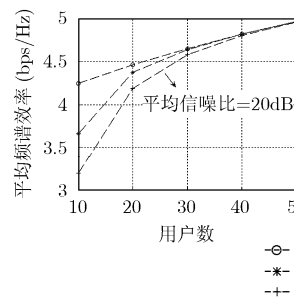


图 6 不同反馈下系统的平均频谱效率

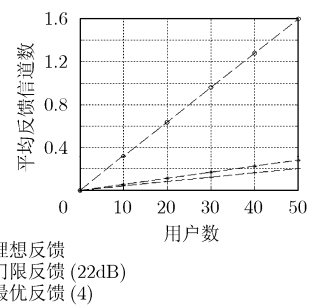


图 7 不同反馈下系统的平均反馈信道数

## 6 结束语

传统的分集要对抗信道的衰落效应,而多用户分集利用信道衰落提高系统性能,采用不同调度策略的多用户分集系统已经成为当前的研究热点之一。为了获得多用户分集增益,基站端需要获取信道质量信息,因此,在FDD模式中,高效的信道反馈算法将是实现多用户分集增益的关键技术。本文分析了理想反馈状态下,可选调制方式有限的系统取得的多用户分集增益,为实际设计各种调度策略提供了理论指导。基于各种有限反馈算法的系统频谱效率表达式可用来确定最佳的反馈参数,使得在减少系统反馈开销的同时,不必损失多用户分集增益。另外,文中未考虑信道估计误差、信道反馈延迟对多用户分集系统性能的影响,如何在反馈算法设计中补偿这些影响也是将来需要考虑的问题。

## 参考文献

- [1] Knopp R and Humblet P A. Information capacity and power control in single-cell multiuser communications[C]. Proc. IEEE Internet Commun Conf, Seattle, USA, June 1995, Vol.1: 331-335.
- [2] Wong C Y, Cheng R S, and Letaief K B, et al. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit and power allocation[J]. IEEE J. Select. Areas Commun, 1999, 17(10): 1747-1758.
- [3] Rhee W and Cioffi J M. Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation[C]. Proc.

- IEEE Vehicular. Technology Conf, Tokyo, Japan, May 2000, Vol.2: 1085-1089.
- [4] Zhang Y and Letaief K B. Optimizing power and resource management for multiuser MIMO-OFDM systems[C]. Proc. IEEE Global TeleComm Conf, San Francisco, USA, Dec 2003, Vol.1: 179-183.
- [5] Cimini L J, Daneshrad B, and Sollenberger N R. Clustered OFDM with transmitter diversity and coding[C]. IEEE Global Commun, London, England, Nov 1996, Vol.1: 703-707.
- [6] Koorapaty H, Krasny L, and Ramesh R. Delta modulation for channel feedback in transmit diversity systems[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Dallas, USA, June 2005, Vol.1: 644-648.
- [7] Gesbert D and Alouini M S. How much feedback is multiuser diversity really worth[C]. Proc IEEE Internet Commun Conf, Paris, France, June 2004, Vol.1: 234-238.
- [8] Tang J and Zhang X. Cross-layer design of dynamic resource allocation with diverse QoS guarantees for MIMO-OFDM Wireless Networks[C]. IEEE International Symposium on a World Wireless, Mobile and Multimedia Networks, Taormina, Italy, June 2005: 205-212.
- [9] Goldsmith A J and Chua S. Vairable rate variable power M-QAM for fading channels[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, 45(10): 1218-1230.
- [10] Alouini M S and Goldsmith A J. Adaptive M-QAM modulation over Nakagami fading channels[C]. IEEE Global Commun, Phoenix, USA, Nov 1997, Vol.1: 218-223.
- 梁学俊: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为 MIMO-OFDM 系统自适应传输、信道反馈等.
- 朱光喜: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为宽带多媒体通信等.
- 曹 汐: 男, 1980年生, 博士生, 主要研究方向为分布式天线、MIMO 传输技术等.
- 王德胜: 男, 1975年生, 副教授, 主要研究方向为 MIMO 协同网络信息论、空时信道建模、公平性资源调度等.