

II型混合自动请求重传技术在跨层设计中的性能研究

许玲玲^① 袁东风^{①②}

^①(山东大学信息科学与工程学院 济南 250100)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文研究了在满足数据链路层中预先设定的延时和误包率限制的前提下, 将递增冗余的 type-II 型 HARQ 应用于跨层设计的方法。推导出在 Nakagami- m 信道中, 该方案的系统平均误包率和频谱利用率的数学表达式。得到结论: 在跨层设计应用 type-II 型 HARQ 的误包率较低, 频谱利用率较高, 复杂度也较高; 而 type-I 型 HARQ 反之。

关键词: 自适应编码调制; 跨层设计; HARQ; Nakagami- m 信道

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)04-0780-04

Performance Analysis of Type-II HARQ in the Cross Layer Design

Xu Ling-ling^① Yuan Dong-feng^{①②}

^①(School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250100, China)

^②(State Key Lab. on Mobile Communications, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The incremental redundancy type-II HARQ has been applied into the cross layer design. The closed-form expressions of the packet error rate and average spectral efficiency for the transmissions over Nakagami- m channel have been derived. Numerical results show that the type-II HARQ with high complexity could achieve higher spectral efficiency and lower packet error rate compared with the cross layer design system with type-I HARQ. While the type-I HARQ has the lower spectral efficiency and the higher packet error rate, but its complexity is low.

Key words: Adaptive Modulation and Coding (AMC); Cross-Layer Design (CLD); HARQ; Nakagami- m channel

1 引言

研究发现传统的通信系统层次结构能够很好的应用于有线网络, 但是并不适用于信道性能受衰落影响剧烈的无线移动信道。因此, 人们提出了跨层设计^[1]的思想, 即充分利用各个协议层之间的依赖关系, 对系统资源联合优化, 提高系统性能。物理层的自适应编码调制技术(Adaptive Modulation and Coding, AMC)和数据链路层的混合自动请求重传技术(Hybrid Automatic Repeat reQuest: HARQ)^[2]能够动态地调节信道编码的码率使之与时变信道的瞬时信道条件相匹配。AMC 对码率起到粗调的作用, 同时 HARQ 对码率进行微调。如今, 研究人员考虑将物理层 AMC 和数据链路层的 Type-I 型 HARQ 联合进行跨层设计^[3]。但是这种跨层设计方案中, 错误的信息数据包被丢弃, 每次译码只使用当前传输的信息数据包; 另外, 每一种编码调制模式的码率恒定不变, 无法对其进行细微调节。而 type-II 型 HARQ 可以根据当前的信道状态动态地调整信道编码的码率, 译码

端合并各次传输的信息数据包联合译码, 具有更低的误包率。本文提出将递增冗余的 type-II 型 HARQ 应用于物理层和数据链路层的跨层设计中的方法, 并且推导出系统平均误包率和频谱利用率的数学表达式。

2 系统模型

系统框图如图 1。该系统使用单发射、单接收天线, 编码调制选择器根据接收端反馈的信道状态信息选择合适的编码调制方案。用循环冗余校验(Cyclic Redundancy Check, CRC)来检验信息数据包是否正确译码, 并确定重传的必要性。

Nakagami- m 信道模型:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (1)$$

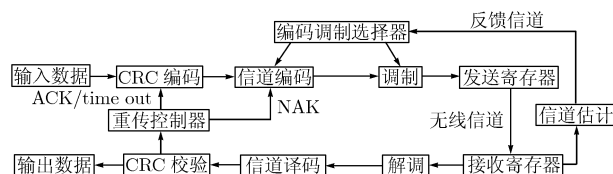


图 1 跨层设计的系统框图

2006-10-20 收到, 2007-03-28 改回

国家自然科学基金(60372030), 国家留学回国基金(教外司留[2003]406), 教育部移动通信国家重点实验室开放基金(A2005010)和教育部综合业务网理论与关键技术国家重点实验室开放基金(ISN7-05)资助课题

式中 γ 是瞬时信噪比, $\bar{\gamma} := E\{\gamma\}$ 是信噪比的平均值, $\Gamma(m) := \int_0^\infty t^{m-1} e^{-t} dt$ 是 gamma 函数。 m 是 Nakagami- m 信道衰落参数 $m \geq 1/2$, 通过调整 m 的值, Nakagami- m 分布可以简化为其他分布: 当 $m = 1$, 式(1)为 Rayleigh 分布; 当 $m \rightarrow \infty$, 则逼近于高斯分布。

3 联合设计自适应编码调制和混合自动请求重传技术的原理

在实际应用中, 系统容许的延时是有限的, 故用系统允许的最大延时除以发送端和接收端之间一次往返传输所需的时间, 取整数部分计算出系统允许的最大传输次数 N_{\max} 。如果信息数据包在 N_{\max} 次传输之后仍然译码失败, 则丢弃此信息数据包并记录误包率。另一方面, 音频视频传输在数据链路层误包率要求不同, 故数据链路层预先设置系统容许的误包率 P_{loss} 。本文研究中, 设定 $P_{\text{loss}} = 0.01$, $N_{\max} = 1, 2, 3, 4$ 。同时满足数据链路层的误包率和最大传输次数要求, 将 AMC 和 HARQ 方案联合跨层设计的步骤如下。

3.1 通过曲线拟合得到 type-I, II 型 HARQ 在物理层的各次传输的误包率曲线的参数

$$\text{PER}_n(\gamma) \approx \begin{cases} 1, & 0 < \gamma < \gamma_{pm} \\ a_n \exp(-g_n \gamma), & \gamma \geq \gamma_{pm} \end{cases} \quad (2)$$

通过仿真得到 type-I,II 型 HARQ 物理层的误包率曲线, 使用式(2)拟合物理层实际的误包率曲线, 如文献[3]中式(5)。这里 n 是 AMC 模式的模式标号 $n = 1 \sim 6$, γ 是瞬时信噪比, 当信噪比 $\gamma < \gamma_{pm}$ 时误包率为 1, a_n, g_n 是公式(2)的曲线拟合参数。传输过程中每个信息数据包中含有 1064 个信息比特, 16 个循环冗余校验比特, 通过 1/2 码率的信道编码, 生成 2160 个信道编码比特。Type-I 型 HARQ 的各次传输使用相同的删除矩阵 P_0 。递增冗余的 Type-II 型 HARQ^[4] 各次传输中使用的删除矩阵由表 1 给出, P_0, P_1, P_2, P_3 代表第 1, 2, 3, 4 次传输中使用的删除矩阵, 重传使用与第 1 次传输相同的调制方式。Type-II 型 HARQ 信息数据包格式由图 2

给出。表 2 给出了使用式(2)拟合 type-I,II 型 HARQ 的各次传输在物理层的误包率曲线的参数 a_n, g_n 。

表 1 type-II 型 HARQ 各次传输的删除矩阵

码率	1/2	3/4	9/16
P_0	$\begin{bmatrix} 11111111 \\ 11111111 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 110 \\ 101 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 11111111 \\ 01111110 \end{bmatrix}$
P_1	$\begin{bmatrix} 00001000 \\ 00010000 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 010 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 00000000 \\ 10000010 \end{bmatrix}$
P_2	$\begin{bmatrix} 00000001 \\ 01000000 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 000 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 00001000 \\ 00010000 \end{bmatrix}$
P_3	$\begin{bmatrix} 00100000 \\ 00000010 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 000 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 01000000 \\ 00000010 \end{bmatrix}$

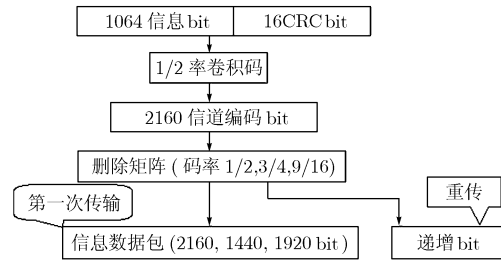


图 2 Type-II 型 HARQ 的信息数据包格式

表 2 中的参数 $a_{m,n}, g_{m,n}$ 的下标 m 表示重传的次数, $m = 0, 1, 2, 3$ 分别表示第 1, 2, 3, 4 次传输。下标 $n = 1 \sim 6$ 表示 AMC 模式, AMC 是基于 802.11a 和 HIPERLAN/2 标准^[5]。码率是第一次传输的信道编码的码率。使用上表的参数 $a_{0,n}, g_{0,n}$ 可以得到 type-I 型 HARQ 在模式 n 的误包率曲线:

$$P_n = a_{0,n} \exp(-g_{0,n} \gamma) \quad (3)$$

由上表 2 的参数和式(2)可以表示出 type-II 型 HARQ 在模式 n 各次传输的误包率曲线:

表 2 type-I,II 型 HARQ 的各次传输在物理层的误包率曲线的参数 a_n, g_n

Type-I,II	模式 1	模式 2	模式 3	模式 4	模式 5	模式 6
调制(码率)	BPSK(1/2)	QPSK(1/2)	QPSK(3/4)	16-QAM(9/16)	16-QAM(3/4)	64-QAM(3/4)
$a_{0,n}$	1525.9	424.06	27.429	126.88	133.27	60.556
$g_{0,n}$	6.0354	2.6532	0.8483	0.4446	0.2430	0.0553
$a_{1,n}$	967.21	163.34	1940	99.5411	359.118	172.666
$g_{1,n}$	6.1297	1.5291	2.4865	0.4986	0.4812	0.1242
$a_{2,n}$	367.95	401.49	149.355	178.966	224.796	56.311
$g_{2,n}$	6.0208	3.1401	2.4442	0.5944	0.5547	0.1485
$a_{3,n}$	18.1425	1807.2	46.2931	207.570	1064	40.7133
$g_{3,n}$	4.8222	3.9224	2.3718	0.6092	0.7082	0.1412

$$\begin{aligned}
P_{0,n} &= a_{0,n} \exp(-g_{0,n} \gamma) \\
P_{1,n} &= a_{1,n} \exp(-g_{0,n} \gamma) \\
&\vdots \\
P_{N_{\max}-1,n} &= a_{N_{\max}-1,n} \exp(-g_{N_{\max}-1,n} \gamma)
\end{aligned} \quad (4)$$

其中 $P_{0,n}$ 是第 1 次传输的误包率曲线, $P_{N_{\max}-1,n}$ 是第 N_{\max} 次传输的误包率曲线, 下标 n 表示第 n 种 AMC 模式。

对于 type-II 型 HARQ 为了满足在 N_{\max} 次传输之后数据链路层的误包率小于 P_{loss} , 将式(4)代入不等式 $P_{0,n} P_{1,n} P_{2,n} \cdots P_{N_{\max}-1,n} \leq P_{\text{loss}}$ 得到:

$$\begin{aligned}
&a_{0,n} a_{1,n} a_{2,n} \cdots a_{N_{\max}-1,n} \exp[-(g_{0,n} + g_{1,n} + \cdots + g_{N_{\max}-1,n}) \gamma] \\
&\leq P_{\text{loss}}^{N_{\max}} \sqrt{a_{0,n} a_{1,n} a_{2,n} \cdots a_{N_{\max}-1,n}} \\
&\quad \cdot \exp[-(g_{0,n} + g_{1,n} + \cdots + g_{N_{\max}-1,n}) \gamma / (N_{\max})] \\
&\leq P_{\text{loss}}^{(1/N_{\max})} := P_{\text{target}}(N_{\max})
\end{aligned}$$

令

$$\begin{aligned}
\overline{\text{PER}}_n(\gamma, N_{\max}) &= \bar{a}_n \exp(-\bar{g}_n \gamma) = \sqrt{N_{\max}} \sqrt{a_{0,n} a_{1,n} a_{2,n} \cdots a_{N_{\max}-1,n}} \\
&\quad \cdot \exp[-(g_{0,n} + g_{1,n} + \cdots + g_{N_{\max}-1,n}) \gamma / (N_{\max})]
\end{aligned} \quad (5)$$

由此得到 N_{\max} 次传输, type-II 型 HARQ 物理层平均误包率曲线参数表达式:

$$\left. \begin{aligned}
\bar{a}_n(N_{\max}) &= \sqrt{N_{\max}} \sqrt{a_{0,n} a_{1,n} a_{2,n} \cdots a_{N_{\max}-1,n}} \\
\bar{g}_n(N_{\max}) &= (g_{0,n} + g_{1,n} + \cdots + g_{N_{\max}-1,n}) / N_{\max}
\end{aligned} \right\} \quad (6)$$

同理, 对于 type-I 型 HARQ, 应该满足 $P_n^{N_{\max}} \leq P_{\text{loss}}$ 即:

$$P_n \leq P_{\text{loss}}^{(1/N_{\max})} := P_{\text{target}}(N_{\max})$$

3.2 计算自适应编码调制的应用区间

划分 AMC 应用区间, 当瞬时信噪比 $\gamma \in [\gamma_n, \gamma_{n+1})$ 时, 选用模式为 n 的编码调制方式。

将式(2)变换可以得到以下公式:

$$\left. \begin{aligned}
\gamma_n &= \frac{1}{g_n} \ln \left(\frac{a_n}{P_{\text{target}}} \right), \quad n = 1, 2, \cdots, N \\
\gamma_{N+1} &= +\infty
\end{aligned} \right\} \quad (7)$$

对于 type-I 型 HARQ 将 $a_{0,n}, g_{0,n}$ 和 P_{target} 代入式(7)中的 a_n, g_n 得到 $n = 1 \sim 6$ 六种 AMC 模式应用的信噪比区间。该区间的变化只与 P_{target} 有关。对于 type-II 型 HARQ, 将 $\bar{a}_n(N_{\max}), \bar{g}_n(N_{\max})$ 和 P_{target} 代入式(7)中的 a_n, g_n 可以得到 $n = 1 \sim 6$ 六种 AMC 模式应用的信噪比区间。由式(6)得到的 $\bar{a}_n(N_{\max}), \bar{g}_n(N_{\max})$ 随着 N_{\max} 变化, P_{target} 随 N_{\max} 和 P_{loss} 变化, 因此 AMC 的区间是动态变化的。

3.3 计算系统的平均误包率和平均频谱利用率

将式(1)代入式(8), 得到当接收到的平均信道比是 $\bar{\gamma}$ 时, 瞬时信噪比 γ 落在区间 $[\gamma_n, \gamma_{n+1})$ 的概率, 即选择使用 AMC 模式 n 的概率:

$$P_\gamma(n) = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} p_\gamma(\gamma) d\gamma = \frac{\Gamma\left(m, \frac{m\gamma_n}{\bar{\gamma}}\right) - \Gamma\left(m, \frac{m\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}}\right)}{\Gamma(m)} \quad (8)$$

3.3.1 系统平均误包率:

$$\overline{\text{PER}}(\gamma) = \sum_{n=1}^N P_\gamma(n) \overline{\text{PER}}_n \quad (9)$$

式中的 $\overline{\text{PER}}_n$ 是每个模式 n 的平均误包率:

$$\overline{\text{PER}}_n = \frac{1}{P_\gamma(n)} \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} \overline{\text{PER}}_n(\gamma) p_\gamma(n, \gamma) d\gamma \quad (10)$$

对于 type-I 型 HARQ, 式(10)中的 $\overline{\text{PER}}_n(\gamma)$ 由式(3)得到;

对于 type-II 型 HARQ, 式中的 $\overline{\text{PER}}_n(\gamma)$ 由式(5)得到。

3.3.2 计算系统的平均频谱利用率 首先计算系统的平均传输次数:

$$\bar{N}(N_{\max}, p) = 1 + p + p^2 + \cdots + p^{N_{\max}-1} = \frac{1 - p^{N_{\max}}}{1 - p} \quad (11)$$

式中的 p 是系统平均误包率, $p = \overline{\text{PER}}(\gamma)$ 由式(9)得到。系统平均传输次数 $\bar{N}(N_{\max}, p)$ 是一个综合的参量, 受到信噪比 γ 、最大传输次数 N_{\max} 、系统平均误包率 p 的影响。系统平均频谱利用率的表达式:

$$\bar{S}_e(N_{\max}) = \frac{1}{\bar{N}(N_{\max})} \sum_{n=1}^N R_n P_\gamma(n) \quad (12)$$

$R_n = R_c \log_2 M_n$, M_n 是高效调制的调制级数, R_c 是每次传输时, 信息数据包等效的信道编码的码率。对于 type-I 型 HARQ, R_c 等于表 2 中的码率; 对于 type-II 型 HARQ,

$R_c(N_{\max}) = \frac{R_{\text{inf}} * \bar{N}(N_{\max}, p)}{R_{\text{code}} + R_{\text{inc}} * (\bar{N}(N_{\max}, p) - 1)}$ 是信道编码的等

效码率, 式中 R_{inf} 是信息数据包中信息比特的个数, R_{code} 是经过信道编码和删除之后的比特数, R_{inc} 是每次重传的比特数。

4 数值分析

系统的误包率曲线仿真参数为: 用生成多项式为 $g = [133, 171]$, 码率为 1/2 的卷积码作为纠错码。每个信息数据包中含有 1064 个信息比特。使用表 2 中的 6 个编码调制方案。假设选择 AMC 模式和请求重传信号的相关参数是准确无误的。CRC 的生成多项式为: $\text{CRC}-16 = X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$ 。

图 3 画出了 6 种 AMC, type-I, II 型 HARQ 在物理层的平均误包率的仿真曲线。由于曲线密集, 没有给出曲线拟合的效果比较图, 可参看文献[3]中的图 10。图 3 中的细线和粗线分别表示 type-I 型 HARQ 在物理层的误包率曲线和 type-II 型 HARQ 最大传输次数是 4 次时物理层的平均误包率曲线。可以看出: type-II 型 HARQ 比 type-I 型 HARQ 的误包率低, 两者的差距随着编码调制模式的不同而不同。模式 3, 5, 6 中 type-I, II 型 HARQ 的误包率性能差距大, 而模式 1, 2, 4 性能差距小。原因是模式 3, 5, 6 的第 1 次传输的信道编码的码率为 3/4, 大于母码的码率 1/2, 因此 type-II 型 HARQ 误包率性能的提高归因于重传在前几次传输时删除掉的信道编码比特。而模式 1, 2, 4, 第 1 次传输的信道编码的码率为 1/2 和 9/16, 接近于母码的码率 1/2, type-II 型 HARQ 误包率性能的增益主要来源于重复传输先前传输过的信道编码比

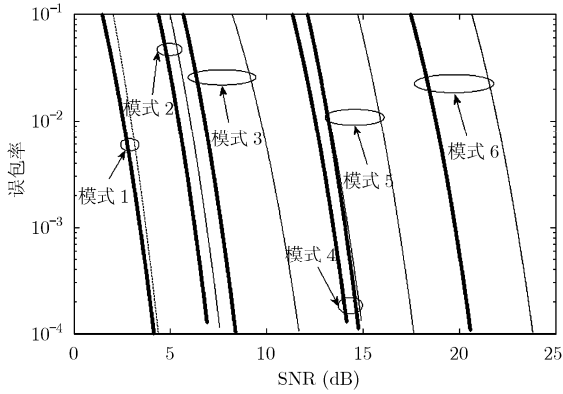


图 3 Type-I,II 型 HARQ 的误包率曲线

特, 即等增益合并译码。

图 4 为 $m = 1$, $N_{\max} = 1, 2, 3$ 时, type-I,II 型 HARQ 在 6 种 AMC 的系统平均频谱利率的数值分析曲线。当 $N_{\max} = 1$ 时, type-I,II 型 HARQ 的平均频谱利用率曲线重合成图中最下方的一条。当 $N_{\max} > 1$ 时, type-II 型 HARQ 的频谱利用率较高, 而 type-I 型 HARQ 较低。由图 3 看出, type-II 型 HARQ 的误包率较小, 故在 $P_{\text{target}} = P_{\text{loss}}^{1/N_{\max}}$ 相同时, 为满足误包率要求, type-II 型 HARQ 所需的信噪比小于 type-I 型 HARQ。相同的信噪比下, type-II 能使用比 type-I 高的调制方式, 故 type-II 型 HARQ 有更高的系统平均频谱利用率; 另外, 同一类型的 HARQ 中, 随着 N_{\max} 增加, 系统平均频谱利用率增加。因为随着 N_{\max} 的增加, 一方面物理层的目标误包率 $P_{\text{target}} = P_{\text{loss}}^{1/N_{\max}}$ 增大; 另一方面对于 type-II 型 HARQ, 每一种编码调制模式的平均误包率 $\overline{\text{PER}}_n(\gamma, N_{\max})$ 降低。二者都引起系统平均频谱利用率提高。图 5 为当 $N_{\max} = 4$, $m = 1, 2, 3$ 时, type-I,II 型 HARQ 在 6 种编码调制模式, 系统平均频谱利率的数值分析曲线。从图示结果可以看出 type-II 型 HARQ 的系统平均频谱利用率更高。另外, 对于同一种 HARQ 方案, 当信道参数 m 增大, 信道状态趋近于高斯信道, 系统平均频谱利用率增大。

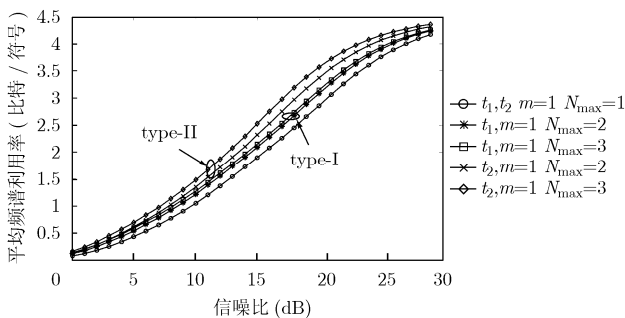


图 4 Type-I,II 型 HARQ 在 $m = 1, N_{\max} = 1, 2, 3$ 的频谱利用率

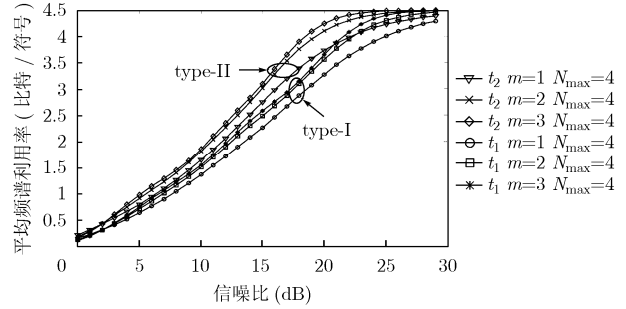


图 5 Type-I,II 型 HARQ 在 $m = 1, 2, 3; N_{\max} = 4$ 的频谱利用率

5 结束语

本文研究了在满足数据链路层的误包率和延时的前提下, 将递增冗余的 type-II 型 HARQ 应用在物理层和数据链路层的跨层设计的方法。推导出系统平均频谱利用率, 平均误包率和系统平均传输次数的数学表达式。结论是, 在跨层设计中应用 type-I, II 型 HARQ 时, type-II 型 HARQ 的误包率较低, 有较高的频谱利用率但是复杂度较高; 而 type-I 型 HARQ 的误包率较高, 频谱利用率较低, 复杂度小。

参考文献

- [1] Srivastava V and Motani M. Cross-layer design: A survey and the road ahead. *IEEE Commun. Mag.*, 2005, 43(12): 112-119.
- [2] Lin S, Costello D J Jr, and Miller M J. Automatic-repeat-request error-control schemes. *IEEE Commun. Mag.*, 1984, 22(12): 5-17.
- [3] Liu Q W, Zhou S L, and Giannakis G B. Cross-layer combining of adaptive modulation and coding with truncated ARQ over wireless links. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(5): 1746-1755.
- [4] Kallel S. Analysis of a Type-II Hybrid ARQ scheme with code combining. *IEEE Trans. on Commun.*, 1990, 38(8): 1133-1137.
- [5] Doufexi A, Armour S, and Butler M. A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards. *IEEE Commun., Mag.*, 2002, 40(5): 172-180.

许玲玲: 女, 1981年生, 硕士, 研究方向为混合自动请求重传技术在跨层设计中的应用。

袁东风: 男, 1958年生, 教授, 博士, 博士生导师, IEEE 高级会员, 研究方向为移动通信纠错抗干扰技术、编码调制技术、OFDM、Ad hoc、跨层设计。