

多径瑞利衰落信道下 AQAM 系统 最佳信噪比门限值的研究

高欢芹, 鄞广增, 朱琦

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

[摘要] 自适应调制根据瞬时信道信噪比选择适当的调制方式, 能够改善系统的 BER 性能以及平均吞吐量性能。在常用于高速移动环境的六径瑞利衰落信道模型下, 研究自适应调制系统的最佳信噪比门限值, 使系统的平均吞吐量最大, 同时保证了目标 BER 性能, 得到的最佳门限值可以用于 ITU-R M.1225 Vehicular Test A 模型的自适应调制系统。

[关键词] 自适应调制; AQAM; 最佳门限值

[中图分类号] TN929.5 **[文献标识码]** A **[文章编号]** 1009-1742(2006)01-0067-05

1 引言

由于移动信道的时变特性, 所引起的错误通常是突发的, 传统的固定模式调制器容易受到突发错误的影响, 根据瞬时信道情况而改变调制方式的自适应调制能够有效地减小这种影响, 因而成为新一代移动通信的关键技术之一。

Webb 和 Steel 最先研究了在 AWGN 信道下每种调制方式满足目标 BER 时的信噪比 (SNR)^[1]。Torrance 和 Hanzo 采用迭代优化代价函数的方法研究了瑞利慢衰落信道下的自适应调制系统最佳信噪比切换门限值^[2]。Choi 和 Hanzo 在文献[3]中采用拉格朗日乘积因子法得到了在瑞利衰落信道下 AQAM 的最佳切换门限值, 还将所得结果与文献[2]中所得的最佳门限值作了比较, 结果表明在目标 BER 为 10^{-4} , 10^{-5} 时采用拉格朗日乘积因子法所得的最佳信噪比切换门限值使 AQAM 系统的平均 BPS 吞吐量性能更好。但文献[3]仅在单径瑞利信道模型下得到了 AQAM 系统最佳信噪比门限值的数值解。笔者采用拉格朗日乘积因子法, 研究高速移动环境 ITU-R M.1225^[4] Vehicular Test A 模型 (六径瑞利衰落信道) 下 AQAM 系统的最佳信

噪比门限值, 得到的最佳门限值可以用于采用 ITU-R M.1225 Vehicular Test A 模型的自适应调制系统。

2 系统模型和参量

K 种调制方式组合的自适应调制系统, 根据接收端测量的信道质量 ξ 来选择相应的 m_k 阶调制方式。选择第 $k \in \{0, 1, \dots, K-1\}$ 种调制方式的准则为

$$l_k \leq \xi < l_{k+1} \quad (1)$$

信道质量测量值 ξ 可以为瞬时信道信噪比 SNR, 也可以为接收到的信号强度显示值 (RSSI) 或者 BER^[5], 也可以为信干比 (SINR)^[6, 7]。当信道质量测量值 ξ 选择瞬时每符号信噪比 γ 作为信道质量的衡量时, l_k 为第 k 种调制方式的信噪比门限值。 $l = \{l_k \mid k = 0, 1, \dots, K\}$, 通常令 $l_0 = 0$, $l_K = \infty$ 。用 b_k 表示每种调制方式每符号比特数, m_k 表示每种调制方式的阶数, 则 $b_k = \text{lb}(m_k)$ 。定义 $c_k = b_k - b_{k-1}$ 。

一般情况下, 由于格雷编码的 m 阶方形星座的 QAM 的 BER 性能要好于采用其他调制技术的

[收稿日期] 2004-11-02; **修回日期** 2004-12-16

[基金项目] 江苏省高校自然科学基金计划资助项目 (05KJB510090)

[作者简介] 高欢芹 (1980-), 女, 江苏淮安市人, 硕士, 南京邮电大学助教, 研究方向为移动通信与无线技术

m 阶调制方式, 而且实现方便, 所以选择方形星座的 QAM 调制来研究。举例来说, 一个包含 4 种调制方式组合的 AQAM 自适应调制系统, 4 种调制方式为 QPSK, 16QAM, 64QAM 以及不发送数据的情况, 各种调制方式的参数如表 1。

表 1 四种调制方式组合的 AQAM 系统参数

Table 1 AQAM system with four kinds of modulation methods

k	0	1	2	3
m_k	0	4	16	64
b_k	0	2	4	6
c_k	0	2	2	2
Mode	No Tx	QPSK	16QAM	64QAM

3 无线信道模型

在移动无线环境下, 信号是多径传输的, 如果发射机和接收机之间没有直射路径存在, 每一径都可以建模为一个 Rayleigh 衰落过程, 设 $f(\gamma)$ 为多径瑞利衰落信道瞬时每符号信噪比概率密度函数 (PDF), 则^[8]

$$f(\gamma) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_k} \quad (2)$$

其中 π_k 定义为

$$\pi_k \triangleq \prod_{i=1, i \neq k}^L \frac{\bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k - \bar{\gamma}_i} \quad (3)$$

$\bar{\gamma}$ 为多径分量的第 k 径平均信道信噪比, 满足

$$\bar{\gamma} = \sum_{k=1}^L \bar{\gamma}_k \quad (4)$$

ITU-R M.1225 中提出的 Vehicular Test A 模型, 为六径瑞利衰落信道, 其中每一径平均信道信噪比 $\bar{\gamma}_k$ 与信道平均信噪比 $\bar{\gamma}$ 满足如下关系: $\bar{\gamma}_1 = 0.485\bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_2 = 0.38525\bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_3 = 0.061058\bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_4 = 0.048\bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_5 = 0.015337\bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_6 = 0.0048\bar{\gamma}$ 。

4 AQAM 自适应调制系统的平均吞吐量及平均 BER

定义 AQAM 自适应调制系统的平均吞吐量为 $B(\bar{\gamma}; \{l_k\})$, 单位为 bit/symbol, 则

$$B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) = \sum_{k=0}^K b_k \int_{l_k}^{l_{k+1}} f(\gamma) d\gamma = \sum_{k=0}^K F_c(\gamma) \quad (5)$$

$F_c(\gamma)$ 为瞬时每符号信噪比的累积概率分布函数 (CDF),

$$F_c(\gamma) = \int_{\gamma}^{\infty} f(x) dx \quad (6)$$

AQAM 自适应调制系统的平均 BER, 定义为 $P_a(\bar{\gamma})$,

$$P_a(\bar{\gamma}) = P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) / B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) \quad (7)$$

P_r 为 AQAM 的 BER, B 为平均吞吐量, 两者均与信道平均信噪比 $\bar{\gamma}$ 以及调制方式的信噪比切换门限值 $\{l_i\}$ 有关;

$$P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) = \sum_{k=0}^K b_k P_{r, m_k}(\bar{\gamma}; l_k, l_{k+1}) \quad (8)$$

使用 QPSK, 16QAM, 64QAM 以及不发送数据四种调制方式的自适应调制系统的平均 BER 表达式 P_r 为

$$P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) = 2P_{r, \text{QPSK}}(\bar{\gamma}, l_1, l_2) + 4P_{r, 16\text{QAM}}(\bar{\gamma}, l_2, l_3) + 6P_{r, 64\text{QAM}}(\bar{\gamma}, l_3, \infty) \quad (9)$$

当信道信噪比 $\eta \in [\alpha, \beta]$ 时, 方形星座的 m 阶 QAM 采用格雷编码的 BER 可以写成^[1]

$$P_{r, m}(\bar{\gamma}, \alpha, \beta) = \int_{\alpha}^{\beta} p_m(\gamma) f(\gamma) d\gamma \quad (10)$$

$p_m(\gamma)$ 为 AWGN 信道情况下 m 阶 QAM 调制方式的 BER, 在文献[8]中给出

$$p_4(\gamma) = Q(\gamma^{1/2}) \quad (11)$$

$$p_{16}(\gamma) = [Q((\gamma/5)^{1/2}) + Q(3(\gamma/5)^{1/2})]/4 + Q((\gamma/5)^{1/2})/2 \quad (12)$$

$$p_{64}(\gamma) = [Q((\gamma/21)^{1/2}) + Q(3(\gamma/21)^{1/2}) + Q(5(\gamma/21)^{1/2}) + Q(7(\gamma/21)^{1/2})]/12 + Q((\gamma/21)^{1/2})/6 + Q(3(\gamma/21)^{1/2})/6 + Q(5(\gamma/21)^{1/2})/12 + Q(7(\gamma/21)^{1/2})/12 + Q((\gamma/21)^{1/2})/3 + Q(3(\gamma/21)^{1/2})/4 - Q(5(\gamma/21)^{1/2})/4 - Q(7(\gamma/21)^{1/2})/6 + Q(9(\gamma/21)^{1/2})/6 + Q(11(\gamma/21)^{1/2})/12 + Q(13(\gamma/21)^{1/2})/12 \quad (13)$$

$$Q(x) = (2\pi)^{-1/2} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (14)$$

5 最佳信噪比门限值

目标是要得到最佳信噪比门限值 $\{l_k\}$ ($k = 0, 1, \dots, K$), 使得系统的平均吞吐量 $B(\bar{\gamma}; \{l_k\})$ 在满足约束条件 $P_a(\bar{\gamma}) = P_t$ 情况下最大, P_t 为目标平均 BER。结合式(7)可以得到:

$$P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) = P_t B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) \quad (15)$$

如上所述, 问题是使式(5)平均吞吐量在式(15)的约束条件下最大。通常将多维最优化问题转化为一系列的一维最优化问题。将原目标函数和约束条件采用拉格朗日乘积因子法重新写为

$$\begin{aligned} \Delta(\{l_k\}; \bar{\gamma}) &= B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) + \\ \lambda \{P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) - P_t B(\bar{\gamma}; \{l_k\})\} &= \\ (1 - \lambda P_t) B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) + \lambda P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) \end{aligned} \quad (16)$$

最佳信噪比门限值应该满足：

$$\partial \Delta / \partial l_k = 0 \quad (k = 0, 1, \dots, K - 1) \quad (17)$$

$$P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) - P_t B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) = 0 \quad (18)$$

由文献[7]得到：

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_r}{\partial l_k} &= b_{k-1} p_{m_{k-1}}(l_k) f(l_k) - \\ & b_k p_{m_k}(l_k) f(l_k) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\partial B / \partial l_k = -c_k f(l_k) \quad (20)$$

将式 (19)、式 (20) 代入式 (17) 得到

$$\begin{aligned} -c_k(1 - \lambda P_t) f(l_k) + \\ \lambda \{b_{k-1} p_{m_{k-1}}(l_k) - b_k p_{m_k}(l_k)\} f(l_k) = 0 \end{aligned} \quad (21)$$

可见，式 (21) 的一个解是 $f(l_k) = 0$ ，但是 $f(l_0) \neq 0, f(l_k) \neq 0$ ，所以 $f(l_k) = 0$ 不是解。当 $f(l_k) \neq 0$ 时，式(21)可以简化为

$$\begin{aligned} -c_k(1 - \lambda P_t) + \lambda \{b_{k-1} p_{m_{k-1}}(l_k) - \\ b_k p_{m_k}(l_k)\} = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

将 $k = 1$ 代入式(22)，假设 $c_1 \neq 0$ ，可以得到 $\lambda P_t - 1 = \lambda / c_1 \{b_1 p_{m_1}(l_1) - b_0 p_{m_0}(l_1)\}$ (23)

将式 (23) 代入式 (22) 得到

$$\begin{aligned} \lambda / c_k \{b_k p_{m_k}(l_k) - b_{k-1} p_{m_{k-1}}(l_k)\} = \\ \lambda / c_1 \{b_1 p_{m_1}(l_1) - b_0 p_{m_0}(l_1)\} \end{aligned} \quad (24)$$

定义 $y_k(l_k)$ 为

$$y_k(l_k) = (1/c_k) \{b_k p_{m_k}(l_k) - b_{k-1} p_{m_{k-1}}(l_k)\} \quad (25)$$

如果 $\lambda = 0$ ，则由式(22)得到 $c_k = 0$ ($k = 0, 1, \dots, K - 1$)，因此 $\lambda \neq 0$ ，由式 (24) 可以得到

$$y_k(l_k) = y_1(l_1) \quad (k = 2, 3, \dots, K - 1) \quad (26)$$

由式 (25) 和式 (26) 可见最佳门限值 l_k ($k \neq 1$) 与 l_1 之间的关系与信道无关，只与调制方式相关的参数 b_k, c_k 以及 $p_{m_k}(\gamma)$ 有关。

因此，当 l_1 的值确定后， l_k ($k \neq 1$) 的值就可以得到，因此首先必须确定在给定目标误码率 P_t 情况下的 l_1 最优值，仍然是一维最优化问题，定义

$$Y(\bar{\gamma}; l(l_1)) = P_r(\bar{\gamma}; l(l_1)) - P_t B(\bar{\gamma}; l(l_1)) \quad (27)$$

用 $l_k(l_1)$ 表示 l_k 是 l_1 的函数， l_k 与 l_1 的关系由式(25)和式(26)确定。尽管 l_k 与 l_1 的关系与信道

情况以及信号功率无关，而约束条件函数式 (27) 取决于信道情况与信号功率，所以最佳信噪比切换门限值也与之有关，信道情况以及信号功率分别通过瞬时每符号信噪比的 PDF $f(\gamma)$ 与平均每符号信噪比 $\bar{\gamma}$ 来表示。

Y 对 l_1 求导得到 Y' ，

$$\begin{aligned} Y' &= (b_0 p_{m_0}(l_1) - b_1 p_{m_1}(l_1) + \\ & P_t) \sum_{k=1}^{K-1} \frac{c_k}{c_1} f(l_k) \frac{dl_k}{dl_1} \end{aligned} \quad (28)$$

进一步研究 Y 与 Y' 发现，当 $b_1 p_{m_1}(l_1) - b_0 p_{m_0}(l_1) = P_t$ 时 Y 取得最小值；在 $l_1 = 0$ 处 Y 获得最大值； l_1 趋于无穷大时， Y 渐近趋于 (-0) ；因此当 $Y(\bar{\gamma}; L(0)) > 0$ 时约束条件函数 $Y = 0$ 有唯一解。从式 (27) 还可以发现，当平均每符号信噪比 $\bar{\gamma}$ 给定时， $Y = 0$ 是否有解还取决于目标误码率 P_t 。

6 数值分析

图 1 至图 4 为表 1 中描述的 4 种方式的 AQAM 系统采用上述朗格朗日乘积因子法得到的最佳信噪比门限值曲线，图 1 至图 4 分别为目标误码率为 $10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}, 10^{-6}$ 时最佳信噪比门限值与平均每符号信噪比的关系曲线；信道为 ITU - R M.1225^[4] Vehicular Test A 模型，为 6 径瑞利衰落信道。图中 l_1 表示采用 QPSK 调制方式的信噪比门限值； l_2 表示采用 16QAM 调制方式的信噪比门限值； l_3 表示采用 64QAM 调制方式的信噪比门限值。

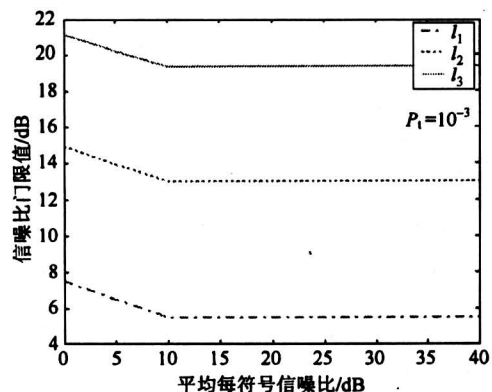


图 1 目标误码率为 10^{-3} 时最佳门限值曲线
Fig.1 Graph of the optimum SNR thresholds with BER equaling to 10^{-3}

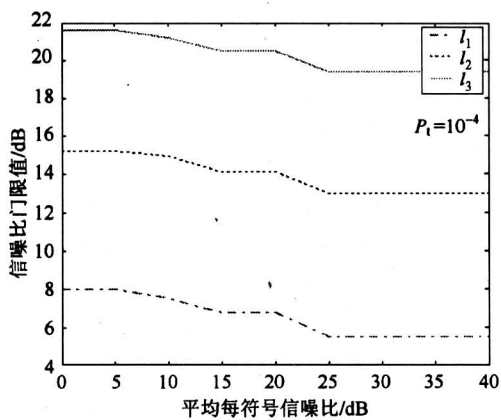


图 2 目标误码率为 10^{-4} 时最佳门限值曲线

Fig.2 Graph of the optimum SNR thresholds with BER equaling to 10^{-4}

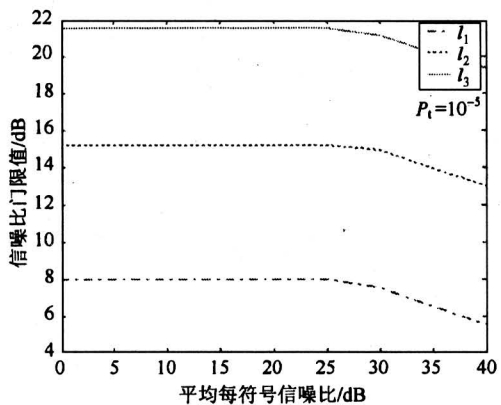


图 3 目标误码率为 10^{-5} 时最佳门限值曲线

Fig.3 Graph of the optimum SNR thresholds with BER equaling to 10^{-5}

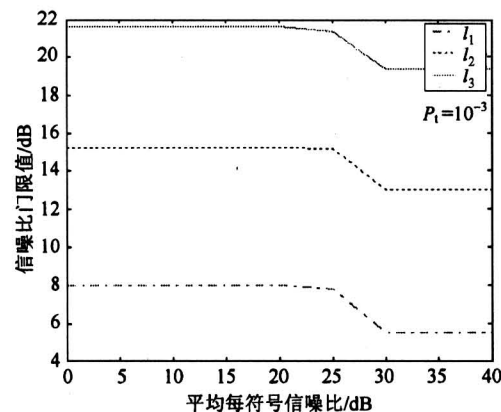


图 4 目标误码率为 10^{-6} 时最佳门限值曲线

Fig.4 Graph of the optimum SNR thresholds with BER equaling to 10^{-6}

由图 1 至图 4 可见，当目标误码率一定时随着平均每符号信噪比增大，门限值有较小的下降趋势。因为平均每符号信噪比增大在噪声功率不变的情况下意味着发送信号功率增大，信号功率增大采用高阶调制方式仍然能够保证目标误码率，所以门限值随着平均每符号信噪比增大稍有减小，减小值在 2 dB 范围内。

目标误码率不同，最佳门限值也不同。在相同的平均每符号信噪比情况下，目标 BER 要求越高，最佳门限值也稍有增大，这是因为对于采用某一种调制方式而言，要降低误码率，在噪声功率不变的情况下必然要提高发送功率，从而增大信噪比，所以每种调制方式的最佳信噪比门限值会随着目标误码率的降低稍有增加。

图 5 为采用目标误码率 $P_t = 10^{-3}$ 时的最佳门限值的 AQAM 系统的平均吞吐量。3 条曲线分别表示采用两种调制方式组合、3 种调制方式组合、4 种调制方式组合的 AQAM 系统的平均吞吐量，当平均每符号信噪比较低，甚至低于 QPSK 调制方式的门限值时，采用不同调制方式组合的平均吞吐量是一致的，因为这时信噪比较低达不到 16QAM 和 64QAM 调制方式的门限值，不能够选用 16QAM 和 64QAM 调制方式。

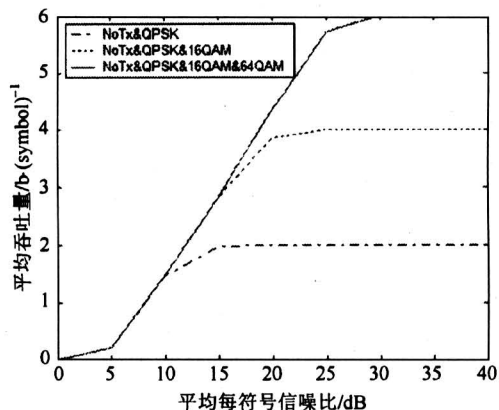


图 5 采用最佳门限值的 AQAM 系统的平均吞吐量

Fig.5 The average throughput of AQAM system with the optimum SNR thresholds

当平均每符号信噪比逐渐增大，采用 NoTx（不发送数据）和 QPSK 两种调制方式组合的 AQAM 系统逐渐达到其最大吞吐量 2 b/symbol，而采用 3 种或者 4 种调制方式组合的 AQAM 系统吞吐量都大于 2 b/symbol，这是由于信噪比增大到

已经达到 16QAM, 和 64QAM 调制方式的信噪比门限值, 3 种调制方式组合的 AQAM 系统可以选用 16QAM, 采用四调制方式组合的 AQAM 系统还可以选用 64QAM。当平均每符号信噪比足够大时, 采用 3 种、4 种调制方式组合的 AQAM 也将达到其最大吞吐量 4 b/symbol, 6 b/symbol。所以采用不同种调制方式的组合对 AQAM 系统的平均吞吐量有重要影响, 采用较多种调制方式的组合能够使系统的平均每符号比特数增加。

7 结论

得到了 ITU-R M. 1225 Vehicular Test A 模型 (六径瑞利衰落信道) 下 AQAM 系统的最佳信噪比门限值, 使系统平均吞吐量最大的同时还能够保证 BER 性能达到目标 BER。通过数值分析, 得到了目标误码率分别为 10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-5} , 10^{-6} 时采用 QPSK, 16QAM, 64QAM 和不发送数据 4 种调制方式组合的 AQAM 系统每种调制方式最佳信噪比门限值曲线。高速移动环境下经常采用 ITU-R M.1225 Vehicular Test A 模型, 笔者得到的最佳门限值可以用于采用此模型的自适应调制系统。

参考文献

[1] Hanzo L, Webb W T, Keller T. Single and Multicarrier Modulation; Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and

Broadcasting [M]. IEEE Press, and John Wiley & Sons, 2000

- [2] Torrance J M, Hanzo L. Optimization of switching levels for adaptive modulation in a slow Rayleigh fading [J]. Electronics Letters, 1996, 32: 1167~1169
- [3] Choi B J, Hanzo L. Optimum mode-switching assisted adaptive modulation [A]. Global Telecommunications Conference, 2001 GLOBECOM '01, IEEE Vol 6 [C]. 2001. 3316~3320
- [4] Recommendation ITU-R M. 1225. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000 [S]. 1997
- [5] Webb W T, Steele R. Variable rate QAM for mobile radio [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43 (7): 2223~2230
- [6] Wong C H, Hanzo L. Upper-bound performance of a wide-band adaptive modem [J]. IEEE Transactions on Communication Technology, 2000, 48 (3): 367~369
- [7] Kuan E L, Hanzo L. Burst-by-burst adaptive joint detection CDMA [A]. Proc IEEE VTC '99 Fall, Vol 2 [C]. IEEE, 1999. 1628~1632
- [8] Choi B J, Münster M, Yang L L, Hanzo L. Performance of RAKE receiver assisted adaptive-modulation based CDMA over frequency selective slow Rayleigh fading channel [J]. Electronics Letters, 2001, 37: 247~249

Research of the Optimum SNR Thresholds of AQAM System Over Multi-path Rayleigh Channel

Gao Huanqin, Feng Guangzeng, Zhu Qi

(Communication and Information Engineering Institute, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

[Abstract] Adaptive modulation techniques can improve the BER (bit error rate) performance or the average throughput by employing a suitable modulation mode depending on the instantaneous channel SNR (signal-to-noise ratio). In this paper the optimum SNR thresholds over a 6-path Rayleigh channel are derived, which shows a superior BPS (bit per symbol) throughput performance while maintaining the target average BER. The 6-path Rayleigh channel is often applied to mobile environment with high-speed. The results achieved in this paper can be applied to the adaptive modulation system with the channel of ITU-R M.1225 Vehicular Test A mode.

[Key words] adaptive modulation; AQAM; optimum switching-level