

AQAM 系统最佳信噪比门限值的研究 及其在 IEEE802.16e 中的应用

高欢芹¹, 鄧广增¹, 朱 琦^{2,3}

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003; 2. 南京邮电大学江苏省无线通信重点实验室, 江苏南京 210003;
3. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096)

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, 同时能够保证系统达到目标 BER 性能。得到的最佳信噪比门限值可以用于 ITU-R M. 1225 Vehicular Test A 模型的自适应调制系统。给出了最佳信噪比门限值用于 IEEE802.16e OFDM 自适应调制系统的性能仿真, 并对仿真结果进行了分析。

关键词: 自适应调制; AQAM; 最佳门限值; IEEE802.16e; OFDM

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 07-1465-05

Research of Optimum SNR Thresholds of AQAM System and Its Application in IEEE802.16e

GAO Huan-qin¹, FENG Guang-zeng¹, ZHU Qi^{2,3}

(1. Institute of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China;
2. Jiangsu Key Laboratory of Wireless Communications, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China;
3. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, 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. Performance simulation of the derived thresholds in the IEEE802.16e OFDM system is presented and then the simulation results are analyzed.

Key words: adaptive modulation; AQAM; optimum switching levels; IEEE802.16e; OFDM

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, 传统的固定模式的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关键技术之一。

Hanzo 等人对衰落信道下的自适应调制进行了深入的研究^[1~5], 分析了自适应调制在窄带 Rayleigh 信道下的上界误码率性能^[2], 综合考虑比特错误率 BER 代价和吞吐量 BPS 代价, 使其综合加权代价最小而获得最佳切

换门限值^[3], 并将结果扩展到单用户宽带 CDMA 中, 分析了上界误码率性能^[4]和最佳切换门限值^[5]。Webb 和 Steel 最先研究了在 AWGN 信道下每种调制方式满足目标 BER 时信噪比^[6]。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^[3]。Choi 和 Hanzo 在文献[1]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, 同时将所得结果与文献[3]中所得的最佳门限值作了比较, 表明采用拉格朗日乘积因子法所得的最佳信噪比门限值使 AQAM 系统的平均 BPS 吞吐量性能更好。但文献[1]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。

本文采用拉格朗日乘积因子法, 研究高速移动环境 ITU-R M. 1225^[7] Vehicular Test A 模型下 AQAM 系统的最佳信噪比门限值, 使系统的平均吞吐量最大, 同时能够保证系统达到目标 BER 性能。并将所得到的最佳信噪比门限值应用于 IEEE802. 16e 自适应调制 OFDM 系统中进行性能仿真, 对仿真结果进行分析。

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、接收到的 BER^[9], 也可以为信干噪比 SINR (signal-to-interference noise ratio)^[9, 10]。本文中信道质量测量值 ξ 为瞬时每符号信噪比 γ , l_k 为第 k 种调制方式的信噪比门限值, $l = \{l_k | k = 0, 1, \dots, K\}$, 通常令 $l_0 = 0$, $l_K = \infty$ 。用 b_k 表示各种调制方式下每符号比特数, m_k 表示各种调制方式的阶数, 则 $b_k = \log_2(m_k)$ 。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 调制的 BER 性能要好于采用其他调制技术的 m 阶调制方式, 而且实现方便, 所以本文中选用方形星座的 QAM 调制来研究。举例来说, 一个包含四种调制方式组合的 AQAM 自适应调制系统, 四种调制方式分别为 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 所示。

表 1 四种调制方式组合的 AQAM 系统参数

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

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瑞利衰落过程, 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^[5]:

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

其中 π_k 定义为:

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

$\bar{\gamma}_k$ 为多径分量的第 k 径平均信道信噪比, 满足:

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

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: $\bar{\gamma}_1 = 0.485 * \bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_2 = 0.38525 * \bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_3 = 0.061058 * \bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_4 = 0.0485 * \bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_5 = 0.015337 * \bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_6 = 0.00485 * \bar{\gamma}$ 。

3 AQAM 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:

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

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

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

AQAM 系统的平均 BER 定义为 $P_a(\bar{\gamma})$, 则:

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

P_r 为 AQAM 系统的 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门限值 $\{l_k\}$ 有关; 其中:

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

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:

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

当信道信噪比 $\gamma \in [\alpha, \beta)$ 时, 方形星座的 m 阶 QAM 调制采用格雷编码的 BER 可以写成^[6]:

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

$p_m(\gamma)$ 为 AWGN 信道情况下 m 阶 QAM 调制方式的 BER, 文献[5]给出了其具体表达式。

4 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。由式(7)可得:

$$P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) = P_t B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) \quad (11)$$

如上所述, 问题就是使式(5)表示的平均吞吐量在式(11)的约束条件下最大。通常将多维最优化问题转化为一维的一维最优化问题。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:

$$\begin{aligned} \Lambda(\{l_k\}; \bar{\gamma}) &= B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) + \lambda [P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) - P_t B(\bar{\gamma}; \{l_k\})] \\ &= (1 - \lambda P_t) B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) + \lambda P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) \end{aligned} \quad (12)$$

最佳信噪比门限值应该满足下列两式:

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial l} = 0 \quad (13)$$

$$P_r(\bar{\gamma}; \{l_k\}) - P_t B(\bar{\gamma}; \{l_k\}) = 0 \quad (14)$$

由式(13)得到:

$$-c_k(1-P_t)f(l_k) + \lambda\{b_{k-1}p_{m_{k-1}}(l_k) - b_k p_{m_k}(l_k)\}f(l_k) = 0 \quad (15)$$

式(15)的一个解是 $f(l_k) = 0$ 但是 $f(l_k) = 0$ 不是问题的解, 因此式(15)可以简化为:

$$-c_k(1-P_t) + \lambda\{b_{k-1}p_{m_{k-1}}(l_k) - b_k p_{m_k}(l_k)\} = 0 \quad (16)$$

将 $k=1$ 代入式(16), $c_1 \neq 0$, 得到:

$$\lambda P_t - 1 = \lambda c_1 \{b_1 p_{m_1}(l_1) - b_0 p_{m_0}(l_1)\} \quad (17)$$

将式(17)代入式(16)得到:

$$\lambda c_k \{b_k p_{m_k}(l_k) - b_{k-1} p_{m_{k-1}}(l_k)\} = \lambda c_1 \{b_1 p_{m_1}(l_1) - b_0 p_{m_0}(l_1)\} \quad (18)$$

如果 $\lambda = 0$ 则由式(16)得到 $c_k = 0$ ($k=0, 1, \dots, K-1$), 与 $c_1 \neq 0$ 矛盾. 因此 $\lambda \neq 0$ 得到:

$$y_k(l_k) = y_1(l_1) \quad (k=2, 3, \dots, K-1) \quad (19)$$

$$y_k(l_k) = (1/c_k) \{b_k p_{m_k}(l_k) - b_{k-1} p_{m_{k-1}}(l_k)\} \quad (20)$$

由式(19)和式(20)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, 只与参数 b_k 、 c_k 及 $p_{m_k}(\gamma)$ 有关. 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:

$$\Upsilon(\bar{\gamma}; l(l_1)) = P_r(\bar{\gamma}; l(l_1)) - P_t B(\bar{\gamma}; l(l_1)) \quad (21)$$

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(19)和式(20)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(21)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.

Υ 对 l_1 求导得到 Υ' :

$$\Upsilon' = (b_0 p_{m_0}(l_1) - b_1 p_{m_1}(l_1) + P_t) \sum_{k=1}^{K-1} \frac{c_k}{c_1} f(l_k) \frac{dl_k}{dl_1} \quad (22)$$

进一步研究 Υ 与 Υ' 的关系发现, 当 $b_1 p_{m_1}(l_1) - b_0 p_{m_0}(l_1) = P_t$ 时 Υ 取得最小值; 在 $l_1 = 0$ 处 Υ 获得最大值; l_1 趋于无穷大时, Υ 渐近趋于 (-0) ; 因此当 $\Upsilon(\bar{\gamma}; l(0)) > 0$ 时 $\Upsilon = 0$ 有唯一解. 从式(21)还可以发现, 当平均每符号信噪比 $\bar{\gamma}$ 给定时, $\Upsilon = 0$ 是否有解还取决于目标误码率 P_t .

5 数值分析

图1至图4为表1中所描述的四中调制方式的AQAM系统采用上述拉格朗日乘积因子法得到的最佳信噪比门限值曲线, 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 Vehicular Test A 模型. 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.

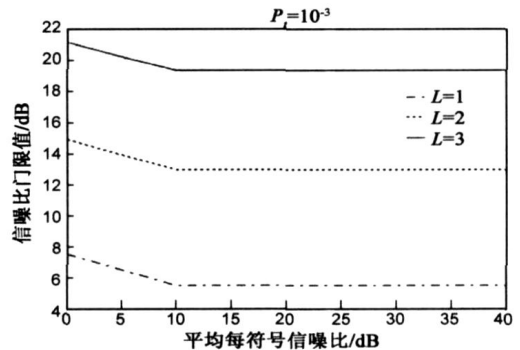


图1 目标误码率为 10^{-3} 时最佳门限值

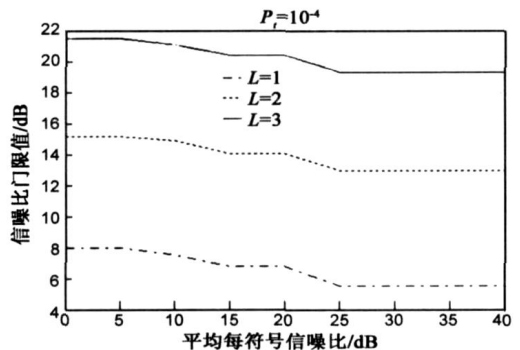


图2 目标误码率为 10^{-4} 时最佳门限值

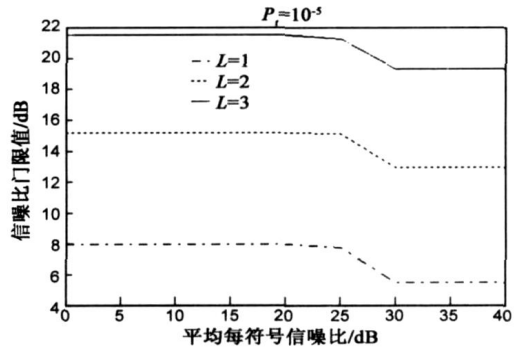


图3 目标误码率为 10^{-5} 时最佳门限值

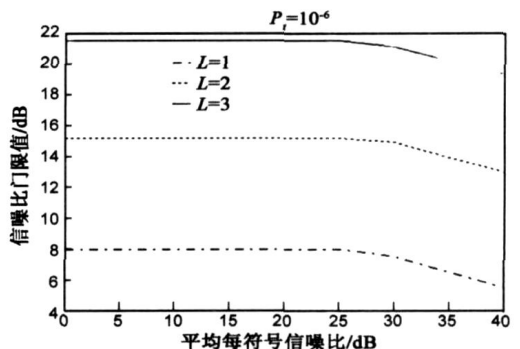


图4 目标误码率为 10^{-6} 时最佳门限值

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有所减小, 减小值在 2dB 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下, 目标 BER 要求越高最佳门限值越大. 因对某一种调制方式而言, 若要降低误码率必须提高发送功率, 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有所增加.

图 5 为采用目标误码率 $P_t = 10^{-3}$ 时的采用最佳门限值的 AQAM 系统平均吞吐量. 三条曲线分别表示采用两种调制方式组合、三种调制方式组合、四种调制方式组合的 AQAM 系统的平均吞吐量, 当平均每符号信噪比较低 (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, 因为这时信噪比还达不到 16QAM 和 64QAM 调制方式的门限值, 不能够选用这些调制方式.

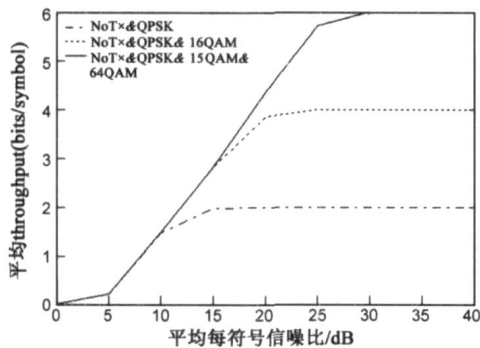


图5 采用最佳门限值的AQAM系统的平均吞吐量

当平均每符号信噪比逐渐增大, 采用不发送数据和 QPSK 两种调制方式组合的 AQAM 系统逐渐达到其最大吞吐量 2bits/symbol, 而采用三种或者四种调制方式组合的 AQAM 系统吞吐量都大于 2bits/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, 三种调制方式组合的 AQAM 系统可以选用 16QAM, 采用四种调制方式组合的 AQAM 系统还可以选用 64QAM. 当平均每符号信噪比足够大时, 采用三种、四种调制方式组合的 AQAM 也将达到其最大吞吐量 4bits/symbol, 6bits/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.

6 最佳信噪比门限值在 IEEE802.16e 系统中的应用

IEEE802.16e 面临的主要技术要求是: 工作在 2~6GHz 的需授权频段, 支持车载速度的移动性(最高速度

为 250km/h). 为了与 IEEE802.16a 相兼容, Tal Kaiz 等人在文献[8]中建议 802.16e 物理层仍采用 OFDM 和 OFDMA 方式, 并与 802.16a 的 OFDM 模式保持高度的一致. 与 802.16a OFDM 物理层相同的主要参数有: 仍采用 256 点的 FFT, 200 个数据子载波; 映射方式仍为: QPSK、16QAM 和 64QAM.

具有 N 个子载波的 OFDM 系统模型如图 6 所示. OFDM 系统的自适应调制根据每个子载波的信道情况, 对不同子载波上发送的数据采用不同调制阶数的映射方式.

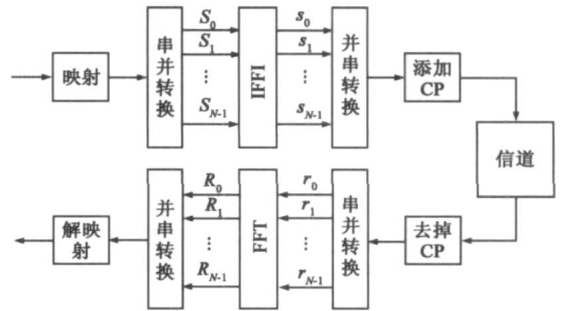
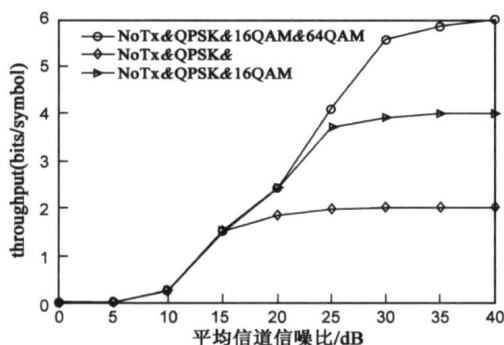


图6 OFDM系统模型

假定信道脉冲响应在一个 OFDM 符号周期内保持不变, 并且假定发端能够准确的知道信道质量信息. 自适应调制根据每个子载波在每个符号周期内的瞬时信噪比为每个子载波选择适当的调制方式. 在平均信道信噪比 γ 一定的情况下, 每个子载波的瞬时信噪比 $\gamma_n = |H_n|^2 \gamma$ 与各自的信道功率增益有关. 在一个 OFDM 符号周期内, 根据 γ_n 的值为第 n 个子载波选择在此符号周期中的调制方式. 对于给定目标 BER, 满足 $\gamma_n < l_1$ 的子载波不发送数据, 满足 $l_1 < \gamma_n \leq l_2$ 的子载波采用 QPSK 调制方式, 满足 $l_2 < \gamma_n \leq l_3$ 的子载波采用 16QAM 调制方式, 满足 $\gamma_n > l_3$ 的子载波采用 64QAM 调制方式.

下面采用 Matlab 工具对具有 256 个子载波的系统进行仿真, 其中数据子载波为 200, 循环前缀长度为 32; 由于 IEEE802.16e 支持高速移动性, 因此仿真中所采用的信道模型为 ITU-R M. 1225 Vehicular Test A; 仿真中载波频率为 3.5GHz, 移动台速率为 75km/h, 系统采样速率为 4MHz.

图 7 为目标 BER 为 10^{-3} 时 IEEE802.16e 自适应调制 OFDM 系统平均吞吐量与平均信道信噪比关系曲线; 在平均信道信噪比低于 10dB 以下时, 大多数子载波的信噪比都很小, 所以系统的平均吞吐量很小, 还不到 1bit/symbol; 当平均信道信噪比大于 17.5dB 时, 有些子载波的信噪比超过了 16QAM 的门限值, 此时采用三种调制方式组合的系统平均吞吐量比采用两种调制方式组合的系统要有所改善, 这种改善随着平均信道信噪比的增大逐渐增加, 最终改善量接近 2bits/symbol. 当信

图7 目标BER为 10^{-3} 时平均吞吐量

道平均信噪比达到 20dB 时, 有些子载波的瞬时信噪比达到了 64QAM 的门限值, 采用四种调制方式组合的系统平均吞吐量又要好于三种调制方式的组合。采用 QPSK 调制的固定调制方式的系统吞吐量始终为 2bits/symbol。对于具有 200 个数据子载波的 OFDM 系统来说, 采用四种调制方式组合的自适应调制与采用 QPSK 固定调制相比, 相当于每个 OFDM 符号可以多发送 800 个比特信息, 这将大大提高系统数据速率。

图 8 为采用四种调制方式组合的自适应 OFDM 系统为达到不同目标 BER 的系统平均吞吐量与平均信道信噪比关系曲线; 随着目标 BER 性能要求的提高, 系统平均吞吐量有所损失, 目标 BER 为 10^{-6} 比目标 BER 为 10^{-3} 系统平均吞吐量损失最大值为 0.5bits/symbol。对于采用 200 个数据子载波的 OFDM 系统来说, 系统容量的损失接近 100bits/symbol。

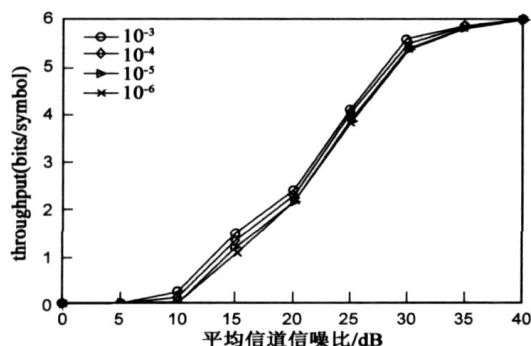


图8 不同目标BER系统平均吞吐量比较

7 结论

本文研究了 ITU-R M. 1225 Vehicular Test A 模型下 AQAM 系统的最佳信噪比门限值, 使得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} 和 10^{-6} 时, 采用 QPSK、16QAM、64QAM 和不发送数据四种调制方式组合的 AQAM 系统最佳信噪比门限值曲线。最后又在 IEEE802.16e 环境下对采用最佳信噪比门限值的自适应 OFDM 系统进行性能仿真, 结果表明, 采用最佳信噪比门限值的自适应 OFDM 系统的数据速率

比采用 QPSK 固定调制方式的系统数据速率有很大的提高, 同时能够保证目标误码率性能。

参考文献:

- [1] B J Choi, L Hanzo. Optimum Mode Switching Assisted Adaptive Modulation [A]. Global Telecommunications Conference, 2001 GLOBECOM'01[C]. IEEE, vol. 6, Nov. 2001. 3316- 3320
- [2] J M Torrance, L Hanzo. Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel [J]. Electronics Letters, 11 Apr. 1996, 32: 718- 719.
- [3] J M Torrance, L Hanzo. Optimization of switching levels for adaptive modulation in a slow Rayleigh fading [J]. Electronics Letters, 20 Jun. 1996, 32: 1167- 1169.
- [4] C H Wang, L Hanzo. Upper bound performance of a wide band adaptive modem [J]. Electronics Trans. Commun., Mar. 2000, 48 (3): .
- [5] B J Choi, M Munster, L L Yang, L Hanzo. Performance of RAKE receiver assisted adaptive modulation based CDMA over frequency selective slow Rayleigh fading channel [J]. Electronics Letters, Feb. 2001, 37: 247- 249.
- [6] W T Webb, R Steele. Variable rate QAM for mobile radio [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(7): 2223- 2230.
- [7] Recommendation ITU-R M. 1225. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT- 2000 [S]. 1997.
- [8] Tal Kaitz, Naftali Chayat, Marianna Goldhammer, Miki Fenossar. Initial HY proposal for 802.16e [S]. IEEE 802.16e- 08/03.
- [9] C H Wong, L Hanzo. Upper bound performance of a wide band adaptive modem [J]. IEEE Transactions on Communication Technology, 2000, 48(3): 367- 369.
- [10] E L Kuan, L Hanzo. Burst by burst adaptive joint detection CDMA [A]. Proc. IEEE VTC '99 Fall [C], vol. 2, IEEE, Sept. 1999. 1628- 1632.

作者简介:



高欢芹 女, 1980 年生于江苏淮安。2005 年毕业于南京邮电大学获得硕士学位。现为南京邮电大学通信与信息工程学院讲师, 在读博士生, 目前从事未来移动通信与无线技术方面的有关研究。
E-mail: gaohq@njupt.edu.cn



郭广增 男, 教授、博士生导师、中国通信学会会员。1943 年生于江苏无锡。1964 年毕业于南京邮电学院无线电工程系。1990 年起任教授, 1992 年获政府特殊津贴。发表或合作发表论文 150 多篇, 出版著作 5 本。现从事的专业领域为数字移动通信和通信信号处理。