

基于无率纠错码和高阶 QAM 调制的 收端速率自适应方案

雷维嘉, 宋海娜, 陈胜男, 谢显中

(重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 现有的自适应解调方案中调制阶数最高仅限于 16, 且方案分析和设计中没有考虑信道编码的译码环节. 本文研究适用于高阶 QAM 的自适应解调算法, 并结合无率纠错码提出一种收端速率自适应方案. 接收端有多种解调模式, 每种解调模式删除一个符号中不同数量的、似然比绝对值最低的几个比特, 以提高解调比特的可靠度和平均互信息. 从互信息分析的角度, 得到在满足要求的译码误码性能时, 译码所需要的码字长度的理论结果, 进一步给出在译码复杂度约束条件下解调模式的选择方案. 以 256-QAM 调制星座和 Raptor 码为例对方案进行了仿真, 验证了理论分析的正确性和方案的有效性.

关键词: 无率纠错码; 正交幅度调制; 自适应解调; 速率自适应; 互信息

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)08-2001-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.08.028

Rate Adaptive Scheme at Receiver Based on Rateless Error Correcting Codes and High Order QAM

LEI Wei-jia, SONG Hai-na, CHEN Sheng-nan, XIE Xian-zhong

(Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: The order of the modulation used in existing adaptive demodulation schemes is no higher than 16, and the decoding of channel codes is not taken into consideration in the analysis and design. In this paper, an adaptive demodulation algorithm is studied. It includes multiple demodulation modes and can be applied to higher order quadrature amplitude modulations. A rate adaptive scheme at receiver is proposed which combines this algorithm and rateless error correcting codes. The bits whose absolute values of the log-likelihood ratio are the smallest in one symbol are deleted and the number of deleted bits varies in different demodulation modes, so the reliability and the average mutual information of demodulated bits can be boosted. From the perspective of mutual information analysis, the theoretical results of the required codeword length which meet the requirements of error performance are obtained. Moreover, the selection of the demodulation mode under a decoding complexity constraint is given. A sample scheme employing 256-QAM modulation constellations and Raptor codes is provided, and the simulation results of this sample are consistent well with those of the theoretical analysis, which confirms the effectiveness of the scheme.

Key words: rateless error correcting codes; quadrature amplitude modulation; adaptive demodulate; rate adaptive; mutual information

1 引言

自适应编码调制 (AMC, Adaptive Modulation and Coding)^[1] 技术是通信系统中的链路自适应技术之一,

虽然此技术能够适应信道特性波动, 实现可靠和高效的信息传输, 但是反馈的开销较大, 反馈控制的复杂度较高, 同时由于反馈时延带来的信道状态信息误差可能导致 AMC 设置出现偏差. 对于信道快速变化的无线通

收稿日期: 2016-05-23; 修回日期: 2016-08-19; 责任编辑: 马兰英

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61471076); 重庆市基础与前沿研究计划 (No. cstc2015jcyjA40047); 长江学者和创新团队发展计划 (No. IRT1299); 重庆市教委科学技术研究项目 (No. KJ1600413)

信系统,这个问题更为突出.另外一种链路自适应方式是在接收端采用自适应解调(ADM, Adaptive Demodulation)方案.接收端根据信道质量自适应地选择解调方式,适当删除接收符号中部分低可靠度的比特,使解调后的误码性能达到要求.相比于 AMC 方案,ADM 方案不需要反馈信道状态信息,降低了反馈开销,能更快地跟踪信道的变化,同时实现的复杂度也更低. ADM 中由于存在解调器对比特的随机删除,一般需要结合无率编码使用.无率码^[2]是一种特殊的信道编码,其编码器能够源源不断地产生编码符号,直到接收端译码成功并反馈确认信息为止,最终的码率是由译码器确定.喷泉码是一种典型的无率码,最初是作为纠错编码使用^[3].经过适当的设计,无率码作为纠错编码使用时也具有优良的纠错性能^[4-6]. J. D. Brown 首次提出一种结合无率纠错码的针对 16-QAM 和 16-PSK 调制的 ADM 方案^[7],该方案根据对数似然比(LLR, log-likelihood ratio)的二元复合假设检验建立 β -判决区域,解调时计算接收符号中每个比特的 LLR,根据接收符号所处的区域来选择其中 β 个可靠性较高的比特进行解调^[8]. Brown 进一步在文献[9]中分析了 16-DPSK 和 16-DAPSK 两种差分调制方式时基于 LLR 和判决区域的 ADM 算法的误码性能及其频谱效率.

K. Turk 提出了另一种 ADM 算法^[10,11],该算法计算收到符号中每个比特的 LLR,将其绝对值和预先设定的解调门限值相比较决定删除和解调的比特.仿真表明,在信道状态变化的情况下,接收端通过自适应地调整解调门限,控制解调比例,可以使系统获得较好的误码性能.相比于 Brown 的方案,该方案降低了解调的复杂度.但 Turk 仅给出了 BPSK、QPSK 和 16-QAM 三种调制下解调门限值的理论分析.

如前所述,目前的 ADM 算法主要可归纳为两大类:(1)划分判决区域法;(2)预设解调门限法.第(1)类方法需要判断每个接收符号所在的区域来确定解调的比特,解调时计算复杂度较高,特别是采用高阶调制星座时,且 Brown 等人也未给出高于 16 阶调制的决策区域划定方案;第(2)类方法虽然解调时复杂度较低,但相关文献中均仅给出了调制阶数最高为 16 时的解调门限计算方法,限制了高于 16 阶的高阶调制星座的使用,相应也就限制了适应信道变化的能力.还有,现有的 ADM 相关文献中,都没有结合无率编码进行 ADM 方案设计和性能分析的研究,相关文献中误码性能的分析均是针对解调时硬判决后的误码性能.实际上,自适应解调必须结合无率编码使用,解调器输出的是软信息,针对译码后的误码性能进行速率自适应方案的设计才具有真正的实际意义.

本文针对现有 ADM 方案中调制阶数最高仅限于

16,且 ADM 方案的分析和设计未考虑信道编码的译码环节,而是仅针对解调硬判决进行的问题,研究结合使用无率纠错码和更高阶 QAM(256-QAM 及以上)的收端速率自适应方案.以 256-QAM 和 Raptor 码为例,对每个比特的删除区域、比特解调后的互信息进行分析,得到在满足要求的译码误码性能时,译码所需要的码字长度的理论分析结果.在此基础上,在译码复杂度约束的条件下,从互信息分析出发,给出误码性能要求下,不同信噪比时所适用的解调模式和译码码字长度.

2 自适应解调方案

2.1 QAM 调制的 LLR 和互信息分析

在 ADM 中,需要根据每个比特的 LLR 来决定是否解调或删除.设 $b_{i,k}$ 为第 k 个调制符号 s_k 中的第 i 个比特. $b_{i,k}$ 的 LLR 可由下式计算

$$L(b_{i,k} | r_k) = \ln \frac{p(r_k | b_{i,k} = 0)}{p(r_k | b_{i,k} = 1)} \quad (1)$$

其中 $p(\cdot)$ 表示概率密度函数(PDF, probability density function). LLR 的绝对值表示 $b_{i,k}$ 的判决可信度,其值越高,作出正确判决的可能性也越高.为方便起见,在后面的讨论中省略符号索引 k .

方型 M -QAM 调制可等效为两个相互正交的 \sqrt{M} 阶的脉冲幅度调制(PAM, Pulse Amplitude Modulation),同相和正交分量携带相同数量的信息比特.如采用图 1 所示的格雷映射 256-QAM 星座时,每个调制符号 s 中包含 8 个比特,即 $b_1 \sim b_8$,其中 $b_1 \sim b_4$ 决定同相分量 s_I , $b_5 \sim b_8$ 决定正交分量 s_Q , $s = s_I + js_Q$. 256-QAM 符号相当于两个相互正交的 16-PAM 符号的合成.经过信道传输

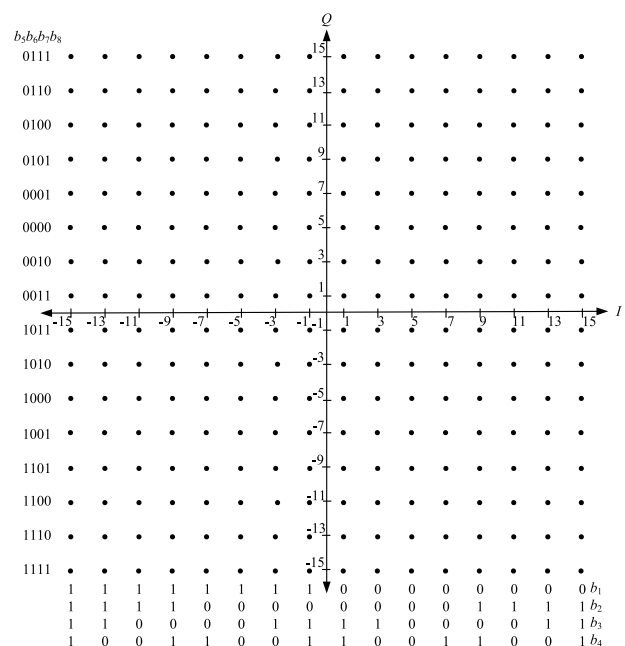


图1 256-QAM格雷映射的星座图

后,接收符号 r 为

$$r = s + n = r_1 + jr_Q \quad (2)$$

其中, $n = n_1 + jn_Q$ 为复高斯白噪声, n_1 和 n_Q 相互独立, 均是均值为 0、方差为 $N_0/2$ 的高斯随机变量; $r_1 = s_1 + n_1$ 和 $r_Q = s_Q + n_Q$ 为 r 的同相和正交分量, 相互独立. 在先验等概的条件下, 符号中各比特的 LLR 为

$$L(b_i | r) = \begin{cases} \ln \frac{\sum_{j \in S_i^0} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{|r_1 - s_{1,j}|^2}{N_0}\right)}{\sum_{j \in S_i^1} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{|r_1 - s_{1,j}|^2}{N_0}\right)}, & i = 1, 2, 3, 4 \\ \ln \frac{\sum_{j \in S_i^0} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{|r_Q - s_{Q,j}|^2}{N_0}\right)}{\sum_{j \in S_i^1} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{|r_Q - s_{Q,j}|^2}{N_0}\right)}, & i = 5, 6, 7, 8 \end{cases} \quad (3)$$

其中 S_i^0 和 S_i^1 分别表示星座图中对应第 i 比特为 0 和 1 的所有星座点的集合, $s_{1,j}$ 和 $s_{Q,j}$ 分别表示第 j 个星座点 s_j 的同相和正交分量.

图 2 是 E_s/N_0 为 6dB 和 12dB 时, 每个符号中 8 个比特的 LLR 绝对值随 r_1/r_Q 值变化的曲线图. 可以看出, 信噪比越高, 整体上各比特 LLR 绝对值越大; 各比特 LLR 绝对值随接收符号值变化, 且不同比特的 LLR 不同. 由图 1 知, 256-QAM 星座点关于 I 轴和 Q 轴对称, r_1 和 r_Q 相互独立, 由于互信息计算方法和结果完全相同, 因此这里只对 r_1 的 $b_1 \sim b_4$ 的互信息进行详细分析. 对于 256-QAM, 各比特的互信息的计算可简化为 16-PAM 符号比特互信息的计算. 比特 b_i ($i=1, 2, 3, 4$) 与 r_1 之间的平均互信息为

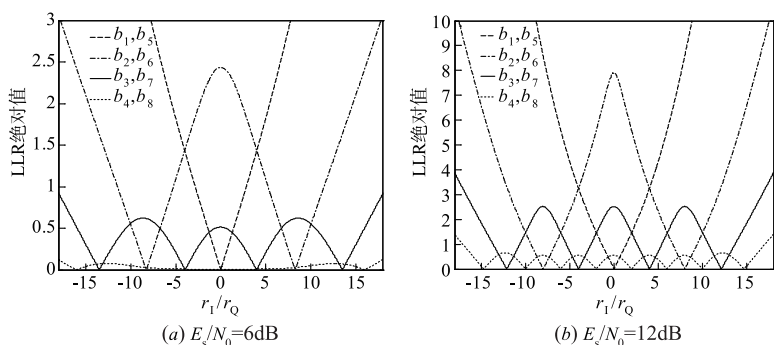


图 2 各比特 LLR 绝对值随接收值变化的情况

2.2 速率自适应方案

通过 2.1 节分析可知, 同一接收符号中各比特的 LLR 随信噪比和 r_1/r_Q 值变化, 平均互信息也随信噪比变化, 且并不相同. 如果所有的比特都解调进入译码器进行译码, 在获得要求的误码性能时, 码字长度会随着信噪比的下降而增大, 在低信噪比下码字长度会很长.

$$I(b_i; r_1) = h(r_1) - h(r_1 | b_i) \quad (4)$$

其中 $h(r_1)$ 为 r_1 的熵, $h(r_1 | b_i)$ 为 b_i 条件下 r_1 的条件熵. $h(r_1)$ 的表达式为:

$$h(r_1) = - \int_{-\infty}^{\infty} p(r_1) \cdot \log_2 p(r_1) dr_1 \quad (5)$$

在先验等概的条件下, $h(r_1 | b_i)$ 条件熵为

$$\begin{aligned} h(r_1 | b_i) &= P(b_i = 0)h(r_1 | b_i = 0) + P(b_i = 1)h(r_1 | b_i = 1) \\ &= -\frac{1}{2} \left(\int_{-\infty}^{\infty} p(r_1 | b_i = 0) \log_2 p(r_1 | b_i = 0) dr_1 \right. \\ &\quad \left. + \int_{-\infty}^{\infty} p(r_1 | b_i = 1) \log_2 p(r_1 | b_i = 1) dr_1 \right) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $P(\cdot)$ 表示概率. 上两式中 PDF 的表达式为

$$p(r_1) = \frac{1}{16} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \sum_{j=1}^{16} \exp\left(-\frac{|r_1 - s_{1,j}|^2}{N_0}\right)$$

$$p(r_1 | b_i = 0) = \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \sum_{j \in S_i^0} \exp\left(-\frac{|r_1 - s_{1,j}|^2}{N_0}\right)$$

$$p(r_1 | b_i = 1) = \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \sum_{j \in S_i^1} \exp\left(-\frac{|r_1 - s_{1,j}|^2}{N_0}\right) \quad (7)$$

联合式(4)~(7)可求出 $b_1 \sim b_4$ 的平均互信息, 类似也可以求出 $b_5 \sim b_8$ 的平均互信息, 只需将式中的 r_1 、 $s_{1,j}$ 分别替换为 r_Q 、 $s_{Q,j}$ 即可. 为简便起见, 将互信息 $I(b_i; r_1)$ 简记为 $I(b_i)$. 图 3 是根据式(4)~(7)计算得到的 256-QAM 符号中 8 个比特的互信息随信噪比变化的曲线图. 由图可知, 所有 8 个比特的互信息都随着信噪比的增大呈递增的趋势; 而在相同信噪比下, 符号中不同的比特的互信息是不同的, b_1 、 b_5 比特的互信息最大, 而 b_4 、 b_8 比特的互信息最小.

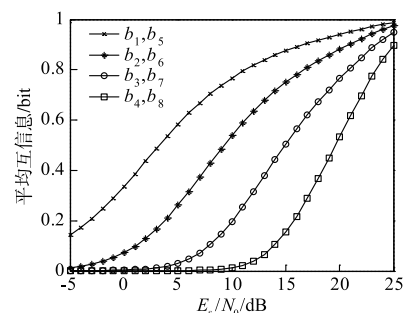


图 3 各比特的平均互信息与 E_s/N_0 之间的关系

由于译码复杂度与码字长度成正比, 因此低信噪比下会导致非常大的译码复杂度. 可以考虑在发送端调制阶数不变的情况下, 接收端选择删除符号中互信息很小的部分比特, 在总互信息基本不损失的前提下, 提高解调后进入译码器的比特平均互信息, 缩短译码码字长度, 降低译码复杂度. 根据以上分析本文提出一种基

$$\beta = \frac{1}{\int_{r_1 \in Z_1} p(r_1 | b_i = 1) dr_1 + \int_{r_1 \in Z_2} p(r_1) dr_1} \quad (14)$$

将式(11)、(12)代入式(6)得 b_i 条件下 r_1 的条件熵为

$$\begin{aligned} h(r_1) = & -\frac{1}{2} \left(\int_{r_1 \in Z_1} \alpha p(r_1 | b_i = 0) \log_2(\alpha p(r_1 | b_i = 0)) dr_1 \right. \\ & + \int_{r_1 \in Z_2} \alpha p(r_1) \log_2(\alpha p(r_1)) dr_1 \left. \right) \\ & -\frac{1}{2} \left(\int_{r_1 \in Z_1} \beta p(r_1 | b_i = 1) \log_2(\beta p(r_1 | b_i = 1)) dr_1 \right. \\ & + \int_{r_1 \in Z_2} \beta p(r_1) \log_2(\beta p(r_1)) dr_1 \left. \right) \quad (15) \end{aligned}$$

将式(5)和(15)代入式(4)可求出 4 种解调模式下各比特的平均互信息 $I_d(b_i; r_1)$. 为简便起见,将删除处理后平均互信息 $I_d(b_i; r_1)$ 简记为 $I_d(b_i)$. 每个符号的同相分量的互信息是 4 个比特互信息之和:

$$I(s_1; r_1) = \sum_{i=1}^4 I_d(b_i) \quad (16)$$

4 种解调模式中每个符号同相分量分别解调出 4、3、2、1 个比特,因此 4 种解调模式下平均比特互信息分别为

$$\begin{aligned} I_{ba} &= \frac{1}{4} I(s_1; r_1) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 I_d(b_i) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 I(b_i) \\ I_{bb} &= \frac{1}{3} I(s_1; r_1) = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^4 I_d(b_i) \\ I_{bc} &= \frac{1}{2} I(s_1; r_1) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 I_d(b_i) \\ I_{bd} &= I(s_1; r_1) = \sum_{i=1}^4 I_d(b_i) \quad (17) \end{aligned}$$

由于对称性, $b_5 \sim b_8$ 的平均互信息与 $b_1 \sim b_4$ 的平均互信息相同,4 种解调模式下比特的平均互信息也完全相同. 图 5 给出了 256-QAM 4 种解调模式,以及 QPSK/16-QAM/64-QAM 调制符号的平均比特互信息与信噪比之间的关系图. 由图可知,删除部分低可靠度的比特后,解调输出比特的平均互信息增大,比特删除越多,平均比特互信息越大. 解调模式 B、C、D 的比特删除比例依次为 0.25、0.5、0.75,频谱效率分别与 64-QAM、16-QAM、QPSK 相同. 删除后的等效阶数的调制符号的性能要劣于优化设计的固定星座调制的符号. 针对这个问题,下一步可以考虑针对性地对星座图进行优化,缩小各解调模式下解调比特互信息与相同频谱效率的固定调制方式的比特互信息的差距.

由于无率码没有确定的编码结构,是一种具有随机性的编码,并不能从理论上得到译码后的误码率,其误码性能一般通过仿真的方式得到. 但其译码后的误码率与译码时码字的互信息量有关,进入译码器的互信息量越大,误码率越低,但它们之间的理论关系无法得到,只能通过仿真的方式得到. 本文方案在确定译码

码字长度时,采用仿真的方式,先确定所采用的无率码在达到要求的译码误码性能时,所要求的互信息总量,然后再根据不同解调模式下解调后每个比特的平均互信息来确定译码码字长度. 若达到期望的译码误码性能时,设译码器对一个码字进行译码时需要累积的互信息总量为 I_{wm} , $m \in \{A, B, C, D\}$ 表示解调模式,则进入译码器的译码码字长度应为

$$N_{bm} = \frac{I_{wm}}{I_{bm}}, m \in \{A, B, C, D\} \quad (18)$$

上式得到的比特数不一定恰好对应整数个调制符号,因此发送端发送的符号数为:

$$N_{sm} = \lceil I_{wm} / kI_{bm} \rceil, m \in \{A, B, C, D\} \quad (19)$$

其中, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整,解调模式 A、B、C、D 下 k 分别为 8、6、4、2. 相应译码码字长度调整为:

$$N_{bm} = k \cdot \lceil I_{wm} / kI_{bm} \rceil = kN_{sm}, m \in \{A, B, C, D\} \quad (20)$$

上述速率自适应方案以 256-QAM 为例进行分析讨论,解调模式有 A、B、C、D 四种. 但方案中使用的 QAM 调制星座的阶数不受限制. 当采用更高阶的调制方式时,本文给出的方案和理论分析方法完全适用,只需更改解调模式的数量. 如采用 1024-QAM 时,每个调制符号的同相和正交分量中各有 5 个比特,解调模式增加到 5 种,即每个符号分别解调 10、8、6、4、2 个比特,比特的删除区域、比特互信息的分析扩展到 $b_1 \sim b_5$ 比特,译码码字长度的分析扩展到 5 种解调模式,其分析方法及理论推导过程与采用 256-QAM 调制时完全类似.

4 仿真

为更清楚地说明本文提出的方案,并验证理论分析的结果和方案的性能,我们给出一个 ADM 方案设计的例子,并在不同信噪比下对所提方案进行仿真. 例子中,无率编码采用 Raptor 码^[12],其外码采用 $R=0.95$ 的规则(3,60)LDPC 码,内码采用文献[10]中的度分布的 LT 码,输入信息比特长度 $K=9500$,中间编码信息比特长度 $M=10000$. LT 码和 LDPC 码都采用和积译码算法,最大迭代次数分别设定为 100、50. 发送端固定采用图 1 所示的 256-QAM 调制.

图 6 为译码码字长度 $N=19000$ 时,解调模式 A(即 256-QAM),解调模式 B、C、D,以及相同频谱效率的 64-QAM/16-QAM/QPSK 调制的误比特率(BER, Bit Error Rate)和误字率(WER, Word Error Rate)的仿真结果. 图中 4 组曲线从右到左的频谱效率分别为 4bit/s/Hz、3bit/s/Hz、2bit/s/Hz 和 1bit/s/Hz(已包含了编码). 可以看出,通过删除低可靠度的比特,即使在较低信噪比下也有较好的误码性能. 该 ADM 方案与相同频谱效率的 64-QAM/16-QAM/QPSK 的误码性能有一定差距,这与上节互信息的分析结果一致.

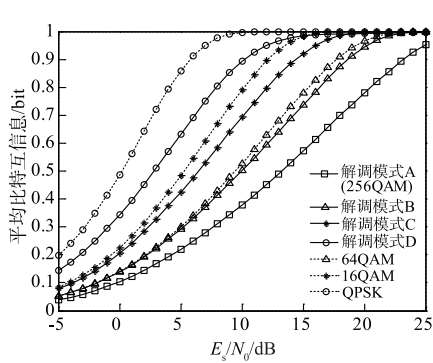
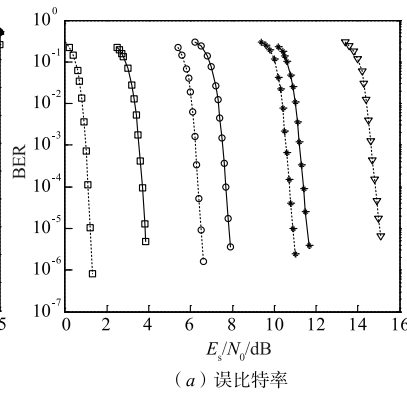
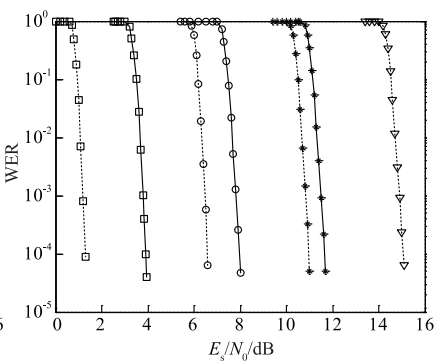


图5 4种解调模式及QPSK/16-QAM/64-QAM 平均比特互信息与 E_b/N_0 之间的关系图



(a) 误比特率



(b) 误字率

图6 译码后的误码性能

为确定不同信噪比下的解调模式和译码码字长度,需要根据图6的仿真结果估计 Raptor 码的性能. 我们以 $WER = 10^{-4}$ 为目标, 估计 4 种解调模式在 $N = 19000$ 时要求的信噪比, 然后根据上节的推导方法得到该信噪比下 4 种解调模式的平均比特互信息, 然后反推出译码器在获得 10^{-4} 的 WER 时需要的互信息总量 I_{wm} , 结果如表 1 所示. 根据该结果, 就可以由式(20)计算出不同信噪比时 4 种解调模式的译码码字长度.

表 1 4 种解调模式下 $WER = 10^{-4}$ 时译码器需要累积的互信息

解调模式	E_s/N_0 (dB)	平均比特互信息 (bit)	累积互信息 I_{wm} (bit)
A	15.06	0.5742	1.0910×10^4
B	11.65	0.5768	1.0961×10^4
C	7.94	0.5807	1.1033×10^4
D	3.92	0.5653	1.0741×10^4

仿真中, 为控制译码复杂度, 我们限制译码码字长度不超过 21100. 在计算得到各信噪比下 4 种解调模式要求的译码码字长度后, 根据该约束条件选择解调模式. 据此在信噪比 3 ~ 16dB 间每间隔 1dB 进行了误字率的仿真, 每个信噪比下仿真 2×10^5 个码字. 仿真结果见表 2, 为比较方便, 也将其示于图 7.

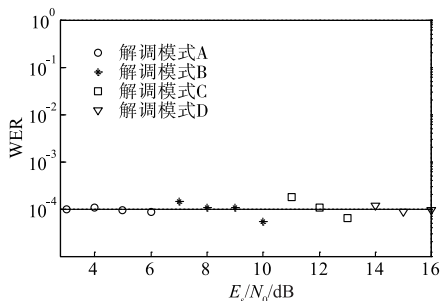


图7 以 $WER=10^{-4}$ 为目标时误字率的仿真结果

由图 7 可知, 各信噪比下译码后 WER 在 10^{-4} 左右波动, 波动幅度很小, 说明本文理论分析准确, 所提方案的性能符合预期.

表 2 以 $WER = 10^{-4}$ 为目标时的解调模式、译码码字长度和误字率的仿真结果

E_s/N_0 (dB)	解调模式	进入译码器编码比特数 N_{dm}	WER 仿真值
16	A	17784	0.9500×10^{-4}
15		19096	0.8500×10^{-4}
14		20576	1.1500×10^{-4}
13	B	17130	0.6500×10^{-4}
12		18486	1.0500×10^{-4}
11		20040	1.7500×10^{-4}
10	C	15912	0.5500×10^{-4}
9		17270	1.0500×10^{-4}
8		18896	1.0500×10^{-4}
7	D	20876	1.4500×10^{-4}
6		15514	0.8500×10^{-4}
5		17004	0.9500×10^{-4}
4		18832	1.0500×10^{-4}
3		21062	1.0000×10^{-4}

图 8 给出本文的速率自适应方案, 以及采用 QPSK/16-QAM/64-QAM/256-QAM 的非自适应解调方案在不同信噪比下获得的频谱效率, 误码性能指标仍为 $WER = 10^{-4}$. 非自适应解调方案中纠错编码为码字长度固定为 19000、码率固定为 0.5 的 Raptor 码. 可见, 本文方案可使频谱效率能随信道条件的变化而连续变化, 当信噪比在 7dB、11dB、14dB 处频谱效率变化不连续, 而在其他区域则是连续变化. 这是因为这些信噪比

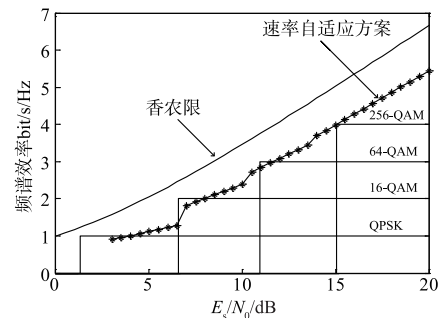


图8 不同信噪比时的频谱效率, $WER=10^{-4}$

是解调模式的切换点. 采用 QPSK/16-QAM/64-QAM/256-QAM 的非自适应解调方案, 在信噪比小于 1.29dB、6.58dB、10.96dB 和 15.06dB 时, 由于 $WER > 10^{-4}$, 误码性能不能满足要求, 不可用, 相应频谱效率为 0. 而在信噪比大于这些值时, $WER \leq 10^{-4}$, 误码性能达到要求, 但频谱效率固定为 1bit/s/Hz、2bit/s/Hz、3bit/s/Hz 和 4bit/s/Hz, 不能随信噪比的增加而获得更高的频谱效率.

5 总结

无率编码固有的随机性和信道自适应特性, 特别适合于与 ADM 结合使用. 相比较 AMC 系统, 本文方案中发送端的调制和编码方案可固定, 避免了信道状态信息的反馈, 系统复杂度和反馈开销更低. 本文以 256-QAM 和 Raptor 码为例, 对解调比特平均互信息和译码码字长度进行了理论分析, 给出了解调模式及其选择方案. 通过仿真验证了理论分析的正确性和方案的有效性. 相比较现有的 ADM 方案, 本文方案中使用的高阶 QAM 星座的阶数不受限制, 且方案设计和分析过程中纳入了无率码的译码环节, 从互信息分析的角度出发, 给出了达到期望的译码误码性能时不同信噪比下所需的译码码字长度. 不同信噪比时的调制模式、译码码字长度等参数用表格存储, 通信过程中只需要查表获得相应的参数即可, 解调时只需要计算各比特的对数似然比, 与常规解调相当. 本文方案中比特删除较多时互信息的损失相对较大, 下一步可针对性地设计相应的高阶调制星座, 减少比特删除时的互信息损失.

参考文献

- [1] Bischl H, Brandt H, de Cola T, et al. Adaptive coding and modulation for satellite broadband networks: from theory to practice [J]. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 2010, 28(2): 59 - 111.
- [2] Bonello N, Yang Y, Aissa S, et al. Myths and realities of rateless coding [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(8): 143 - 151.
- [3] MacKay D J C. Fountain codes [J]. *IEE Proceedings-Communications*, 2005, 152(6): 1062 - 1068.
- [4] Aref V. Rateless codes from spatially coupled regular-LT codes [A]. *Proceedings of the IEEE Workshop on Communication and Information Theory (IWCIT)* [C]. Iehran: IEEE Press, 2015. 1 - 6.
- [5] 雷维嘉, 张梦, 等. 基于度分布合并和可译集优化的 LT 码度分布设计方案 [J]. *电子学报*, 2015, 43(4): 800 - 805.
Lei Wei-jia, et al. A design scheme for LT codes degree distribution by combining degree distributions and optimizing ripple size [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43(4): 800 - 805. (in Chinese)
- [6] Chen S, Yao C, Dai R. The design of a rateless channel coding scheme for deep-space communication [A]. *Proceedings of the IEEE 7rd International Conference on New Technologies, Mobility and Security (NTMS)* [C]. Paris: IEEE Press, 2015. 1 - 5.
- [7] Brown J D, Pasupathy S. Adaptive demodulation using rateless erasure codes [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(9): 1574 - 1585.
- [8] Brown J D, Pasupathy S. Adaptive demodulation performance over a Rayleigh fading channel [A]. *Proceedings of the IEEE 23rd Biennial Symposium on Communications (BSC)* [C]. Kigston, Ont: IEEE Press, 2006. 51 - 54.
- [9] Brown J D, Abouei J, Plataniotis K N, et al. Adaptive demodulation in differentially coherent phase systems: design and performance analysis [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(7): 1772 - 1778.
- [10] Turk K, et al. Adaptive demodulation using rateless codes based on maximum a posteriori probability [J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(8): 1284 - 1287.
- [11] Turk K, Fan P. Adaptive demodulation for raptor coded multilevel modulation schemes over AWGN channel [A]. *Proceedings of the IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)* [C]. Anaheim, CA: IEEE Press, 2012. 4030 - 4035.
- [12] Shokrollahi A. Raptor codes [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(6): 2551 - 2567.

作者简介



雷维嘉 男, 1969 年出生, 云南元谋人. 教授、博士. 现主要从事无线通信传输技术的研究.
E-mail: leiwj@cqupt.edu.cn



宋海娜 女, 1990 年出生, 湖北襄阳人, 硕士研究生. 现主要从事调制与编码技术的研究.
E-mail: songhn_cqupt@163.com