

高阶 QAM 调制下基于对数似然比门限的自适应解调方案

雷维嘉 宋海娜* 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采用的调制星座阶数最高仅限于 16, 且方案分析和设计中没有考虑信道编码的译码环节。该文研究适用于高阶 QAM 调制的自适应解调算法, 并结合无率纠错码提出一种收端速率自适应方案。收端将符号中每个比特的对数似然比绝对值与设定的解调门限值比较, 大于该解调门限值的比特解调, 否则删除。无率码译码码字长度固定, 通过调整解调门限达到误码性能要求。在解调比特的平均互信息分析的基础上, 给出不同信噪比下达到期望的译码误码性能要求的解调门限值及解调比例的计算方法。以 256-QAM 星座和 Raptor 码为例给出方案设计实例并进行仿真, 仿真结果验证了理论分析的正确性和方案的有效性。

关键词: 自适应解调; 正交幅度调制; 速率自适应; 对数似然比; 互信息; 无率编码

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)06-1305-08

DOI: 10.11999/JEIT160821

Adaptive Demodulation Scheme of High Order QAM Based on Log-likelihood Ratio Threshold

LEI Weijia SONG Haina XIE Xianzhong

(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 used for higher order Quadrature Amplitude Modulation (QAM) is studied. A rate adaptive scheme at receiver is proposed which combines this algorithm and rateless error correcting codes. The bits in received symbols with absolute log-likelihood ratio value higher than demodulation threshold are demodulated, otherwise, deleted. In the scheme, the length of the codeword for the rateless codes decoding is fixed, and error performance is achieved by adjusting the demodulation threshold. Based on the analysis of the average mutual information of the demodulation bits, the calculation method is given of the log-likelihood ratio demodulation threshold and demodulation bits ratio under different signal-to-noise ratio. A sample design scheme employing 256-QAM 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: Adaptive demodulation; Quadrature Amplitude Modulation (QAM); Rate adaptive; Log-likelihood ratio; Mutual information; Rateless codes

1 引言

自适应编码调制(Adaptive Modulation and

Coding, AMC)^[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, 提高频谱利用率, 但是反馈的开销较大, 反馈控制的复杂度高, 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(Adaptive Demodulation, ADM)方案。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。

收稿日期: 2016-08-03; 改回日期: 2017-01-09; 网络出版: 2017-03-07

*通信作者: 宋海娜 songhn_cqupt@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61471076), 重庆市基础与前沿研究计划(cstc2015jcyjA40047), 长江学者和创新团队发展计划(IRT1299), 重庆市科委重点实验室专项经费(CSTC)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61471076), The Chongqing Research Program of Basic Research and Frontier Technology (cstc2015jcyjA40047), The Program for Changjiang Scholars and Innovative Research Team in University (IRT1299), The Special Fund of Chongqing Key Laboratory (CSTC)

无率码^[2]是一种特殊的信道编码,编码时码率不固定,最终的码率是由译码器来确定的。喷泉码是一种典型的无率码,最初作为纠错编码使用,应用于删除信道^[3]。但研究表明,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^[4-8]。无率码固有的随机性和信道自适应特性,特别适合应用于时变的无线信道中。如与自适应解调方案结合使用,可很好地实现高效、可靠的信息传输。

Brown 等人^[9]首次提出一种结合无率纠错码的 ADM 方案,该方案根据接收比特的对数似然比(Log-Likelihood Ratio, LLR)的二元复合假设校验建立 β -判决区域,在解调时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。Turk 等人^[10]提出了另一种 ADM 算法,该算法是通过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相比较,大于该解调门限的比特解调,否则删除。仿真结果表明,发送端采用相同的调制阶数和码率,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,可以保持基本一致的误码性能。相比于文献[9]的方案,该方案减少了 ADM 的复杂度。但文献[10]仅给出了 BPSK, QPSK, 16-QAM 3 种调制下的解调门限的理论计算方法^[11]。文献[12]也研究了基于 LLR 门限的 16-QAM 选择性解调策略,与文献[10]不同,该文采用了不同的方法来分析解调门限,并与传统的 AMC 和文献[9]中基于决策区域的 ADM 方案作比较。其计算 LLR 门限的方法仍然只适用于低阶 QAM,对于高于 16 阶的 QAM 将不再适用。

如前所述,目前的 ADM 算法主要可归纳为两大类,一类是划分判决区域法,另一类是预设解调门限法。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,但文献[9]并未给出高于 16 阶调制时决策区域的划定方案;第 2 类方法则需要根据信道条件和误码性能要求计算解调门限,但相关文献中均仅给出了调制阶数最高为 16 时的解调门限的计算方法。这两种方案均不适用于高阶调制星座,限制了适应信道变化的能力。另一方面,这两种 ADM 的相关文献中,都没有结合无率编码进行 ADM 方案的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进行硬判决后的误码性能,解调区域和解调门限也是根据硬判决解调的误码性能要求进行划分和设置。实际上,ADM 必须结合无率编码使用,无率码译码采用的是软判决译码,要求解调必须采用软判决解调,而无率码译码后的误码性能才是系统最终的误码性能。因此,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,且方案的分析与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,提出一种结合无率纠错码和高阶 QAM(256-QAM 及以上)的收端速率自适应方案。以 256-QAM 和 Raptor 码为例,在无率码的译码码字长度固定的情况下,通过 LLR 门限的调整使在信道质量变化时仍能保持一致的译码误码性能。通过对调制符号中每个比特的删除区域、删除概率、比特解调后的互信息进行分析,得到自适应解调时不同信噪比下的解调门限值。该自适应方案与文献[10]的方案类似,采用设定 LLR 门限的方式进行比特的解调和删除。但与文献[10]的方案相比,本文方案的调制阶数不受 16 阶的限制,可采用更高阶的调制,而在方案设计和性能分析中纳入了无率码的译码环节,解调采用软判决解调,解调门限是从互信息分析的角度,根据无率码译码后的误码性能要求进行设置。

2 收端速率自适应方案

2.1 QAM 调制比特似然比

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 为

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

其中, $p(\cdot)$ 表示概率密度函数(Probability Density Function, PDF)。显然,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(Pulse Amplitude Modulation, PAM),同相和正交分量携带相同数量的信息比特。如图 1 所示的格雷映射 256-QAM 星座,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_1 , $b_5 \sim b_8$ 决定正交分量 s_Q , $s = s_1 + j s_Q$ 。256-QAM 符号相当于两个相互正交的 16-PAM 符号的合成。经过信道传输后,接收符号为

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

其中, $n = n_1 + j n_Q$ 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

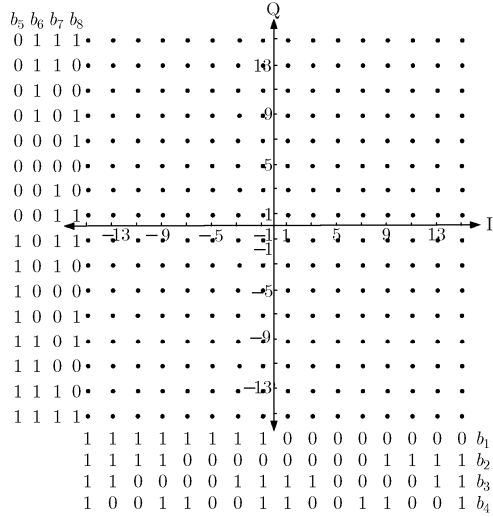


图1 256-QAM 格雷映射星座图

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

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, $s_{I,j}$ 和 $s_{Q,j}$ 分别表示第 j 个星座点 s_j 的同相和正交分量。由于 $b_1 \sim b_4$ 的 LLR 仅取决于 r_I , 因此 $L(b_i | r)$ 也可写为 $L(b_i | r_I)$; 同理, $L(b_i | r)$ 也可写为 $L(b_i | r_Q)$ 。为简便起见, 在后续讨论中将第 i 比特的对数似然比 $L(b_i | r)$ 简记为 $L(b_i)$ 。

图 2 是 E_s/N_0 为 6 dB 和 12 dB 时, 每个符号中 8 个比特的 LLR 绝对值随 r_I/r_Q 变化的曲线图。可见, 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 r_I/r_Q 变化, 且不同比特的 LLR 不

同。因此, 信噪比越高, 符号的可靠度越高, 同时不同比特的可靠度也不相同。

2.2 全解调情况下各比特互信息分析

不同星座映射关系导致接收符号中每个比特的互信息也不同。下面以 256-QAM 星座为例对各比特的互信息进行分析。由图 1 知, 256-QAM 星座点关于 I 轴和 Q 轴对称, 接收符号的同相和正交分量相互独立, 由于计算方法和结果完全相同, 因此这里只对 $b_1 \sim b_4$ 的互信息进行分析。对 256-QAM, 各比特互信息的计算可简化为 16-PAM 符号比特互信息的计算。比特 $b_i (i=1, 2, 3, 4)$ 与接收符号 r_I 分量之间的平均互信息为

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

其中, $h(r_I)$ 为 r_I 的熵, $h(r_I | b_i)$ 为 b_i 条件下 r_I 的条件熵。 $h(r_I)$ 的表达式为

$$h(r_I) = -\int_{-\infty}^{+\infty} p(r_I) \log_2 p(r_I) dr_I \quad (5)$$

在先验等概的条件下, 条件熵 $h(r_I | b_i)$ 为

$$h(r_I | b_i) = -\frac{1}{2} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} p(r_I | b_i=0) \log_2 p(r_I | b_i=0) dr_I + \int_{-\infty}^{+\infty} p(r_I | b_i=1) \log_2 p(r_I | b_i=1) dr_I \right) \quad (6)$$

式(5)和式(6)中 PDF 的表达式为

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

$$p(r_I | b_i=0) = \frac{1}{8} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \sum_{j \in S_i^0} \exp\left(-\frac{|r_I - s_{I,j}|^2}{N_0}\right) \quad (7)$$

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

联合式(4)~式(7)可求出符号中 $b_1 \sim b_4$ 比特的平均互信息, 类似也可以求出 $b_5 \sim b_8$ 的平均互信息, 只需将式中的 $r_I, s_{I,j}$ 分别替换为 $r_Q, s_{Q,j}$ 即可。为简便起见, 将第 i 比特的平均互信息 $I(b_i; r_I)$ 简记为 $I(b_i)$ 。

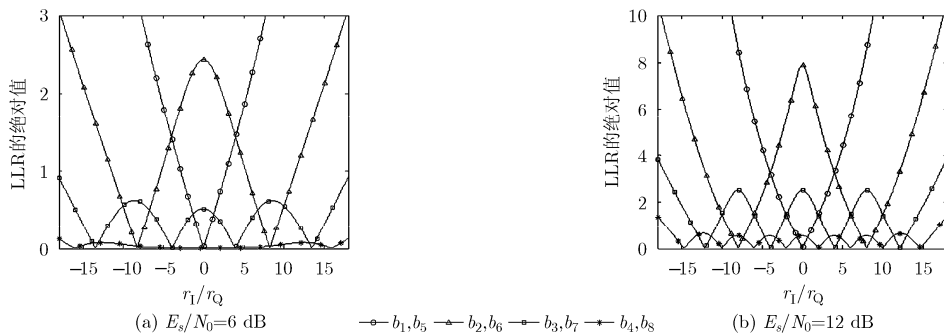


图2 各比特 LLR 的绝对值随接收值 r_I/r_Q 变化的情况

图 3 是根据式(4)~式(7)计算得到的 256-QAM 符号的 8 个比特的平均互信息随信噪比变化的曲线图。由图 3 可知,所有 8 个比特的平均互信息都随着信噪比的增大递增。

2.3 速率自适应方案

通过上述分析可知,同一接收符号中各比特的 LLR 随信噪比和接收符号值变化,比特的平均互信息也随信噪比变化,且各个比特并不相同。在发送端调制阶数不变时,要获得相同误码性能,译码的码字长度就需要随信噪比的下降增大,在低信噪比下码字长度太长会导致非常大的译码复杂度。如果根据接收信噪比和各比特的 LLR,选择删除符号中互信息很小的部分比特,可在总互信息基本不损失的情况下,提高解调比特的平均互信息,缩短译码的码字长度,降低译码复杂度。接收符号中比特的 LLR 绝对值是衡量比特可靠度的度量,是一个随接收符号值变化的随机变量,其分布的均值和方差则由信噪比决定,某一信噪比下 LLR 绝对值低于某一门限值的比特的比例是一定的。在给定的比特删除 LLR 门限值下,可以确定每个比特的删除区域(或解调区域)和解调后的比特平均互信息。调整 LLR 解调门限值可进行解调比例和解调后平均比特互信息的连续调整,在信噪比变化时,也可使解调后的平均比特互信息保持不变,从而在固定的译码码字长度下保持一致的译码误码性能。

本文提出的速率自适应方案归纳如下:

(1)根据所采用的无率纠错编码的性能,译码复杂度约束下的译码码字长度,确定达到期望的译码误码性能时,进入译码器的比特的平均互信息。

(2)按照平均比特互信息与比特解调比例的关系,推出不同信噪比下的解调比例。

(3)根据不同信噪比下的解调比例确定对应的解调 LLR 门限值。

(4)实际应用时,先按上述步骤确定不同信噪比下的 LLR 解调门限值,制作作为一个表格。通信过程中,接收机根据当前的信噪比查表确定 LLR 解调门

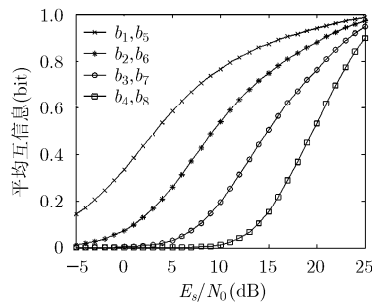


图 3 平均互信息与 E_s/N_0 之间的关系

限值。计算收到符号中每个比特的 LLR,将其绝对值和解调门限值相比较,大于该解调门限值的比特解调,否则删除。当解调器输出的比特长度达到设定的译码码字长度时,译码器开始译码。解调器输出的是比特的软信息,即对数似然比。

3 删除操作下比特互信息和 LLR 门限值的分析

本节以 256-QAM 星座为例,对解调区域(或删除区域)、比特平均互信息和 LLR 解调门限进行分析。主要针对同相分量中的比特进行分析,由于对称性,正交分量中比特的分析过程和结果完全相同。

3.1 比特解调和删除区域

图 4 是 $b_1 \sim b_4$ 的 LLR 绝对值随接收符号的同相分量 r_1 变化的情况,信噪比为 12 dB。由于 LLR 的绝对值对 r_1 是偶对称的,故只绘出了 $r_1 \geq 0$ 的部分,其中 $h_1 \sim h_8$ 为各比特 LLR 绝对值曲线与 $L_t = 1$ 的水平线的交点。比特 b_i 的解调区域 Z_i 为使 $|L(b_i | r_1)| > L_t$ 的 r_1 的范围,而删除区域 \bar{Z}_i 为使 $|L(b_i | r_1)| < L_t$ 的 r_1 的范围, Z_i 和 \bar{Z}_i 互补。如在 $L_t = 1$ 时,根据图 4, $b_1 \sim b_4$ 比特的解调区域如下:

$$\begin{aligned} Z_1 &: \{ |r_1| > h_1 \}; & Z_2 &: \{ (0 \leq |r_1| < h_4) \cup (|r_1| > h_5) \}; \\ Z_3 &: \{ (0 \leq |r_1| < h_2) \cup (h_3 \leq |r_1| < h_6) \cup (|r_1| > h_7) \}; \\ Z_4 &: \{ |r_1| > h_8 \} \end{aligned} \quad (8)$$

各比特的解调区域取决于其 LLR 曲线与门限值 L_t 的交点,而这些交点是随信噪比和 LLR 门限值 L_t 变化的。某一信噪比下,由式(3)可求出各比特的 LLR 绝对值,再通过 $|L(b_i)| = L_t$ 就可计算得到这些交点。

3.2 各比特的互信息

比特删除并不影响接收符号的熵,但影响比特已知条件下的条件熵。由于条件熵与条件 PDF 有关,因此先对存在比特删除时接收符号同相分量的条件 PDF 进行推导,正交分量的推导过程和结果完全相同。

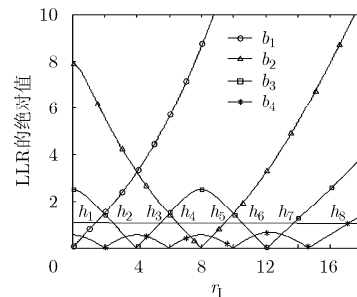


图 4 各比特解调区域示意图

当接收符号的同相分量值位于 b_i 的删除区域时, b_i 将被删除, b_i 条件下的接收符号同相分量的 PDF 就退化为无条件 PDF。 b_i 未删除时则为原来的条件 PDF。因此, 在整个取值范围内, 同相分量完整的条件 PDF 由原来的条件 PDF 和无条件 PDF 两部分组成, 并需要进行归一化处理, 即

$$p_d(r_1 | b_i = 0) = \begin{cases} \alpha \cdot p(r_1), & r_1 \in \bar{Z}_i \\ \alpha \cdot p(r_1 | b_i = 0), & r_1 \in Z_i \end{cases} \quad (9)$$

$$h(r_1 | b_i) = -\frac{1}{2} \left(\int_{r_1 \in Z_i} \alpha p(r_1 | b_i = 0) \log_2(\alpha p(r_1 | b_i = 0)) dr_1 + \int_{r_1 \in \bar{Z}_i} \alpha p(r_1) \log_2(\alpha p(r_1 | b_i)) dr_1 \right) - \frac{1}{2} \left(\int_{r_1 \in Z_i} \beta p(r_1 | b_i = 1) \log_2(\beta p(r_1 | b_i = 1)) dr_1 + \int_{r_1 \in \bar{Z}_i} \beta p(r_1) \log_2(\beta p(r_1 | b_i)) dr_1 \right) \quad (12)$$

将式(5)和式(12)代入式(4)可得某一 LLR 门限值下各比特的平均互信息 $I_d(b_i; r_1)$ 。为简便起见, 将删除处理后每个比特的平均互信息 $I_d(b_i; r_1)$ 简记为 $I_d(b_i)$ 。每个符号的同相分量的互信息是 4 个比特的互信息之和:

$$I(s_1; r_1) = \sum_{i=1}^4 I_d(b_i) \quad (13)$$

在先验等概条件下, 比特 b_i 的删除概率为

$$P_d(b_i) = \frac{1}{2} \left(\int_{r_1 \in \bar{Z}_i} p(r_1 | b_i = 0) dr_1 + \int_{r_1 \in Z_i} p(r_1 | b_i = 1) dr_1 \right) \quad (14)$$

由于同一 r_1 中的 4 个比特的删除概率不同, 因此整体上比特的删除概率为 4 个比特删除概率的平均值:

$$P_d = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 P_d(b_i) \quad (15)$$

正交分量中比特删除的概率相同, 因此式(15)也就是所有比特的平均删除概率。而比特的解调比例为

$$P_o = 1 - P_d = 1 - \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 P_d(b_i) \quad (16)$$

一个符号的同相分量中有 4 个比特, 当解调比例为 P_o 时, 平均解调出 $4P_o$ 比特。平均比特互信息为

$$I_{\text{db}} = \frac{1}{4P_o} I(s_1; r_1) = \frac{1}{4P_o} \sum_{i=1}^4 I_d(b_i) \quad (17)$$

由于同相和正交分量的对称性, 正交分量中的 $b_5 \sim b_8$ 的平均互信息与同相分量中 $b_1 \sim b_4$ 的平均互信息相同, 删除操作后比特的平均互信息也完全相同。因此式(17)也就是所有解调比特的平均互信息。

3.3 LLR 门限值计算

由上一节的分析可知, 某一信噪比下, 解调后比特的平均互信息由解调比例和各比特的互信息决

$$p_d(r_1 | b_i = 1) = \begin{cases} \beta \cdot p(r_1), & r_1 \in \bar{Z}_i \\ \beta \cdot p(r_1 | b_i = 1), & r_1 \in Z_i \end{cases} \quad (10)$$

其中, α, β 为归一化因子, 表达式为

$$\alpha = \frac{1}{\int_{r_1 \in Z_i} p(r_1 | b_i = 0) dr_1 + \int_{r_1 \in \bar{Z}_i} p(r_1) dr_1}; \quad \beta = \frac{1}{\int_{r_1 \in Z_i} p(r_1 | b_i = 1) dr_1 + \int_{r_1 \in \bar{Z}_i} p(r_1) dr_1} \quad (11)$$

将式(11)代入式(6)得 b_i 条件下 r_1 的条件熵为

定, 解调比例和各比特的互信息都由解调和删除区域决定, 而删除区域则由解调门限值决定。因此, 在一特定的信噪比下, 解调后的平均比特互信息与解调门限一一一对应。在确定要求的解调平均比特互信息 I_{db} 后, 可反推出各信噪比下的解调门限。由于无法得到 LLR 门限值的解析表达式, 需要通过数值计算, 采用搜索的方法来获得。

平均比特互信息是关于 LLR 门限值的增函数, 解调门限值可采用二分搜索算法获得。采用二分法时需要知道搜索范围, 即 LLR 门限值的最大、最小值。为提高搜索速度, 搜索过程分为两个阶段: 第 1 阶段确定搜索范围, 第 2 阶段采用二分法得到门限值。表 1 给出此搜索算法的具体过程。

表 1 中, 标号 1~8 行为第 1 阶段, 每次调整的步长为 Δ 。一旦确定 L_t 在最大值 L_t^{max} 至最小值 L_t^{min} 间、大小为 Δ 的搜索范围内就停止调整。标号 9~23 行为第 2 阶段。如果搜索区间的中间值 L_t^{mid} 下的平均比特互信息与期望的平均比特互信息之间差值的绝对值大于 ε (ε 为控制搜索精度的很小的正数), 调整搜索区间, 将 L_t^{max} 或 L_t^{min} 用 L_t^{mid} 替换, 并继续搜索; 否则停止搜索, 置 LLR 解调门限值 $L_t = L_t^{\text{mid}}$ 。

图 5 为采用图 1 所示的 256-QAM 星座调制时, 解调比例 P_o 分别为 0.75, 0.50, 0.25, 以及对应相同频谱效率的 64-QAM, 16-QAM, QPSK 调制符号的平均比特互信息与信噪比之间的关系。可见, 删除部分低可靠度的比特后, 解调器解调输出比特的平均互信息增大。当解调比例为 0.75 时, 该自适应解调方案的平均比特互信息较相同频谱效率的 64-QAM 低, 但非常接近。而解调比例为 0.50, 0.25 的平均比特互信息则较相同频谱效率的 16-QAM, QPSK 有较大的差距。针对这个问题, 可以考虑针对性地对星座图进行优化, 缩小自适应解调比特互信息与相同频谱效率的固定调制方式的平均比特互信息的差距。

表 1 求解 LLR 解调门限值 L_t 的算法

输入: 期望解调后的平均比特互信息 I_{db} ;

输出: LLR 解调门限值 L_t ;

```

(1)  $L_t^{\max} = \Delta$  ;
(2)  $L_t^{\min} = 0$  ;
(3) 计算  $L_t = L_t^{\max}$  的平均比特互信息  $I_{db}^{\max}$  ;
(4) while  $I_{db}^{\max} < I_{db}$  do
(5)    $L_t^{\min} = L_t^{\max}$  ;
(6)    $L_t^{\max} = L_t^{\max} + \Delta$  ;
(7)   计算  $L_t = L_t^{\max}$  的平均比特互信息  $I_{db}^{\max}$  ;
(8) end while
(9) while True do
(10)   $L_t^{\text{mid}} = (L_t^{\max} + L_t^{\min})/2$  ;
(11)  计算  $L_t = L_t^{\text{mid}}$  的平均比特互信息  $I_{db}^{\text{mid}}$  ;
(12)   $\delta = |I_{db}^{\text{mid}} - I_{db}|$  ;
(13)  if  $\delta < \varepsilon$  then
(14)     $L_t = L_t^{\text{mid}}$  ;
(15)    break;
(16)  else
(17)    if  $I_{db}^{\text{mid}} < I_{db}$  then
(18)       $L_t^{\min} = L_t^{\text{mid}}$  ;
(19)    else
(20)       $L_t^{\max} = L_t^{\text{mid}}$  ;
(21)    end if
(22)  end if
(23) end while

```

4 实例和仿真

本节给出一个速率自适应方案设计的例子, 并在不同信噪比下对方案进行仿真。例子中, 无率编码采用 Raptor 码。Raptor 码^[13]是一种级联无率码, 其外码采用码率 $R = 0.95$ 的规则(3, 60) LDPC 码, 内码为 LT 码, 其度分布为

$$\begin{aligned} \Omega(x) = & 0.0080x + 0.4936x^2 + 0.1662x^3 \\ & + 0.0727x^4 + 0.0826x^5 \\ & + 0.0560x^8 + 0.0372x^9 + 0.0556x^{19} \\ & + 0.0250x^{65} + 0.0031x^{66} \end{aligned} \quad (18)$$

输入信息比特长度 $K = 9500$ 。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 为接收端进入译码器的比特长度 N 固定为 19000 时, 256-QAM 调制(即解调比例 $P_o = 1$), 解调比例 P_o 为 0.75, 0.50, 0.25, 以及相同频谱效率的 64-QAM, 16-QAM, QPSK 调制的误比特率(Bit

Error Rate, BER)和误字率(Word Error Rate, WER)的仿真结果。图中 4 组曲线从右到左的频谱效率分别为 4 bit/(s·Hz), 3 bit/(s·Hz), 2 bit/(s·Hz) 和 1 bit/(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。该自适应解调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, 这与上节平均比特互信息的分析结果一致。

为确定不同信噪比下的 LLR 门限值, 首先根据图 7 的仿真结果估计 Raptor 码的性能。以 $WER = 10^{-4}$ 为目标, 根据图 7 估计出解调比例 $P_o = 1.00, 0.75, 0.50, 0.25$, 译码码字长度固定为 $N = 19000$ 时要求的信噪比。根据得到的信噪比, 按照第 2 节中给出的解调比例与 LLR 门限值的关系, 推出该信噪比下的 LLR 门限值。再根据该 LLR 门限值确定要求的解调平均比特互信息 I_{db} , 结果示于表 2。

表 2 不同解调比例下, $WER = 10^{-4}$ 时平均比特互信息 I_{db}

解调比例 P_o	E_s / N_0 (dB)	比特互信息 I_{db} (bit)
1.00	15.06	0.5742
0.75	11.59	0.5773
0.50	7.75	0.5844
0.25	3.27	0.6042

理论上, 在译码码字长度相同的情况下, 平均比特互信息相同时, 译码后就应该获得相同的误码性能。但表 2 中的结果显示, 在获得相同的误码性能条件下, 解调比例降低时, 译码器要求的互信息总量有轻微的增加。其原因可能是由于仿真中采用的 Raptor 码并不是具有理想性能的编码, 不同信噪比下, 虽然通过自适应解调使得进入译码器的比特平均互信息相同, 但由于每个比特的互信息是随机变量, 不同信噪比下(对应不同的解调比例)解调后比特互信息的分布并不相同, 导致 Raptor 码译码后性能有轻微的差异。因而需要随信噪比的变化适当调整译码器对解调比特平均互信息的要求值。

为确定不同信噪比下比特平均互信息的调整量, 根据表 2 中的 4 个信噪比下的平均比特互信息进行拟合。平均比特互信息与信噪比之间的 3 阶拟合表达式设为

$$I_{db}(\gamma) = a_1\gamma^3 + a_2\gamma^2 + a_3\gamma + a_4 \quad (19)$$

其中, $\gamma = E_s / N_0$, 单位为 dB, a_1, a_2, a_3, a_4 为拟合参数。根据表 2 中的仿真估计结果, 得到拟合参数 $a_1 = -1.4709 \times 10^{-5}$, $a_2 = 6.3903 \times 10^{-4}$, $a_3 =$

-1.0038×10^{-2} , $a_4=0.6307$ 。拟合曲线如图 7 所示。

根据该微调后的平均比特互信息与信噪比的关系表达式,算出不同信噪比下所需平均比特互信息,再根据第 3.3 节中介绍的二分法搜索得到不同信噪比下的 LLR 门限值 L_t 。搜索算法中,取 $\Delta = 1$, $\varepsilon = 10^{-5}$, 搜索得到的结果如表 3 所示。据此在信噪比 2~15 dB 间每间隔 1 dB 进行误字率的仿真,每个信噪比下仿真 4×10^5 个码字。仿真结果见表 4,

为比较方便,仿真结果也示于图 8。由图可知,各信噪比下译码后误字率在 10^{-4} 左右波动,波动幅度很小,说明理论分析正确,方案性能符合预期。

图 9 给出本文的速率自适应方案在不同信噪比下获得的频谱效率,误码性能指标仍为 $WER = 10^{-4}$ 。可见,本文方案可在发送端不调整编码和调制方式的情况下,能使频谱效率随信道条件的变化而变化,充分利用信道的传输能力。

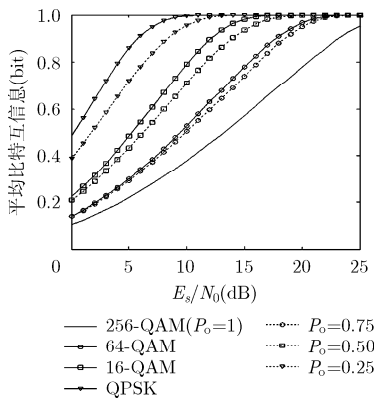
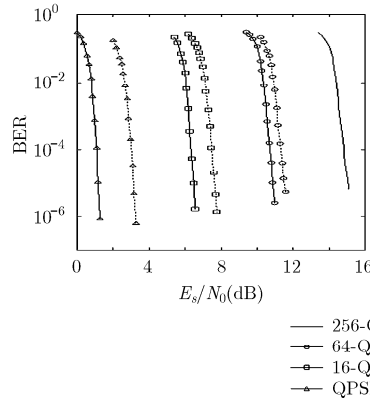
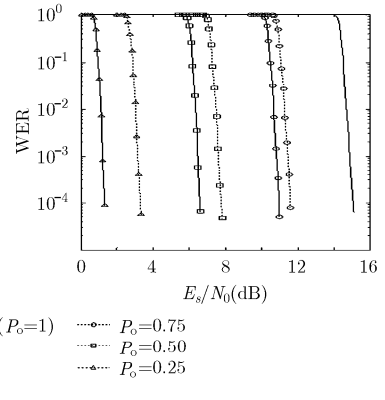


图 5 平均比特互信息随信噪比的变化关系



(a) BER



(b) WER

图 6 译码后的误码性能

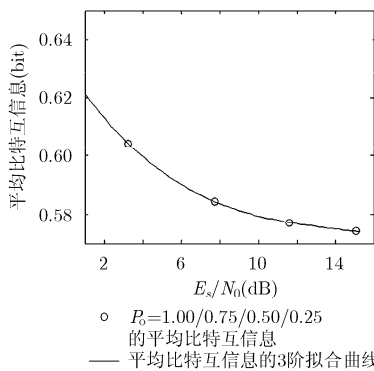


图 7 信噪比与平均比特互信息之间的关系

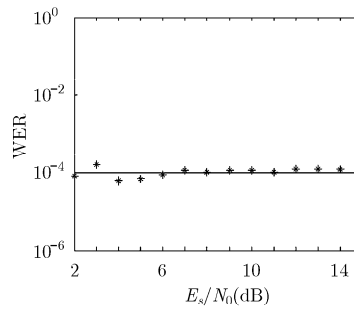


图 8 以 $WER = 10^{-4}$ 为目标 WER 仿真结果

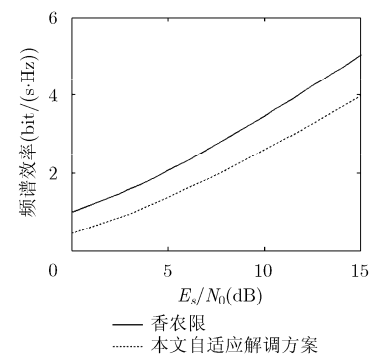


图 9 频谱效率, $WER = 10^{-4}$

表 3 不同信噪比下的似然比门限和解调比例

E_s/N_0 (dB)	LLR 门 限值 L_t	解调比例 P_o	E_s/N_0 (dB)	LLR 门 限值 L_t	解调比例 P_o	E_s/N_0 (dB)	LLR 门 限值 L_t	解调比例 P_o
0.5	1.5708	0.1290	5.5	0.9717	0.3724	10.5	0.4386	0.6802
1.0	1.4619	0.1502	6.0	0.8593	0.4008	11.0	0.4239	0.7118
1.5	1.3518	0.1723	6.5	0.7445	0.4287	11.5	0.4387	0.7438
2.0	1.2430	0.1948	7.0	0.7840	0.4551	12.0	0.4754	0.7775
2.5	1.2036	0.2164	7.5	0.8242	0.4842	12.5	0.4741	0.8123
3.0	1.2673	0.2375	8.0	0.8310	0.5156	13.0	0.4395	0.8482
3.5	1.2759	0.2611	8.5	0.7995	0.5483	13.5	0.3747	0.8847
4.0	1.2398	0.2870	9.0	0.7381	0.5816	14.0	0.2825	0.9214
4.5	1.1701	0.3147	9.5	0.6539	0.6150	14.5	0.1645	0.9582
5.0	1.0775	0.3435	10.0	0.5529	0.6480	15.0	0.0209	0.9951

表 4 不同信噪比下 WER 仿真结果 ($\times 10^{-4}$)

E_s/N_0 (dB)	WER 仿真值	E_s/N_0 (dB)	WER 仿真值
2.0	0.80	9.0	1.15
3.0	1.65	10.0	1.15
4.0	0.60	11.0	1.05
5.0	0.67	12.0	1.22
6.0	0.85	13.0	1.23
7.0	1.13	14.0	1.20
8.0	1.05	15.0	0.73

5 结束语

无率码固有的随机性和信道自适应性, 特别适合与 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, 故发送端的实现复杂度明显降低。同时, 本文方案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 为例, 给出了一种收端速率自适应方案。对比特的删除概率和解调比例、平均比特互信息及 LLR 门限值进行了理论分析。给出了以译码 WER = 10^{-4} 性能目标下, 无率码采用 Raptor 码的设计实例, 并对性能进行了仿真。仿真验证了理论分析的正确性和方案有效性。相比较现有的 ADM 方案, 本文方案中使用的 QAM 星座的阶数不受限制, 在方案的设计和分析过程中纳入了无率码的译码环节, 从互信息分析出发, 给出了达到期望的译码误码性能时不同信噪比下的解调门限及解调比例的计算方法。本文方案译码码字长度 N 固定, 不同信噪比时的 LLR 门限值及解调比例只需要在方案设计时计算一次。这些解调参数以表格的方式存储起来, 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 LLR 值, 并与解调门限进行比较确定是否删除, 与常规解调的复杂度相当。

参考文献

- [1] JAISWAL A, JAIN V K, and KAR S. Adaptive coding and modulation technique for performance enhancement of FSO Link[C]. Proceedings of the IEEE First International Conference on Control, Measurement and Instrumentation (CMI). Kolkata, 2016: 53–57. doi: 10.1109/CMI.2016.7413709.
- [2] BONELLO N, YANG Y, AISSA S, *et al.* Myths and realities of rateless coding[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(8): 143–151. doi: 10.1109/MCOM.2011.5978428.
- [3] MACKAY D J C. Fountain codes[J]. *IEE Proceedings-Communications*, 2005, 152(6): 1062–1068. doi: 10.1049/ip-com:20050237.
- [4] AREF V. Rateless codes from spatially coupled regular-LT codes[C]. Proceedings of the IEEE Workshop on Communication and Information Theory (IWCIT), Iran, 2015: 1–6. doi: 10.1109/IWCIT.2015.7140204.
- [5] CHEN H, MAUNDER R G, MA Y, *et al.* Hybrid-ARQ-aided short fountain codes designed for block-fading channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(12): 5701–5712. doi: 10.1109/TVT.2015.2388632.
- [6] YANG W, LI Y, YU X, *et al.* Rateless superposition spinal coding scheme for half-duplex relay channel[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(9): 6259–6272. doi: 10.1109/TWC.2016.2582479.
- [7] CHEN S, YAO C, and DAI R. The design of a rateless channel coding scheme for deep-space communication[C]. Proceedings of the IEEE 7rd International Conference on New Technologies, Mobility and Security (NTMS), Paris, 2015: 1–5. doi: 10.1109/NTMS.2015.7266524.
- [8] KUO S H, GUAN Y L, LEE S K, *et al.* A design of physical-layer raptor codes for wide SNR ranges[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(3): 491–494. doi: 10.1109/LCOMM.2014.010314.131915.
- [9] BROWN J D and PASUPATHY S. Adaptive demodulation using rateless erasure codes[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(9): 1574–1585. doi: 10.1109/TCOMM.2006.881236.
- [10] TURK K and FAN P Y. Adaptive demodulation using rateless codes based on maximum a posteriori probability [J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(8): 1284–1287. doi: 10.1109/LCOMM.2012.060112.120772.
- [11] TURK K and FAN P Y. Adaptive demodulation for raptor coded multilevel modulation schemes over AWGN channel[C]. Proceedings of the IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Anaheim, CA, 2012: 4030–4035. doi: 10.1109/GLOCOM.2012.6503747.
- [12] HUANG Y, DONG Y, JO M, *et al.* Selective demodulation scheme based on log-likelihood ratio threshold[J]. *KSIIT Transactions on Internet & Information Systems*, 2013, 7(4): 767–783. doi: 10.3837/tiis.2013.04.009.
- [13] SHOKROLLAHI A. Raptor codes[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(6): 2551–2567. doi: 10.1109/TIT.2006.874390.

雷维嘉: 男, 1969 年生, 博士, 教授, 主要研究方向为无线通信和移动通信技术。

宋海娜: 女, 1990 年生, 硕士生, 研究方向为数字调制与信道编码技术。