

## 快速生成 QAM 比特置信度软判决度量的算法

赵 晋 张建秋

(复旦大学电子工程系 上海 200433)

**摘 要:** 在现代通信系统中, 为了保证高的信道解码增益, 信道解码器均采用软输入技术。传统的软判决度量大多是基于最小欧氏距离准则生成, 该文提出一种基于比特置信度快速生成 QAM 软判决度量的算法, 通过将比特置信度引入到 QAM 软判决度量的计算中来减少计算的复杂性。相比基于最小欧氏距离的软判决度量生成算法, 该文提出的方法在保证信道解码器性能的前提下, 减少了生成软判决度量的运算量。应用于中国数字电视地面传输标准 DTMB 系统的仿真结果表明, 该文提出的软判决度量生成算法虽然降低了计算量, 但性能几乎没有任何损失, 具有良好的性能和可实现性。

**关键词:** 数字电视; 软判决; 比特置信度; 对数似然比; 正交幅度调制; 低密度校验码

中图分类号: TN949.197

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0985-04

## Bit Confidence-Based Soft Decision Metric Generation for QAM

Zhao Jin Zhang Jian-qiu

(E.E. Dept. of Fudan University, Shanghai 200433, China)

**Abstract:** In modern communication systems, a channel decoder usually employs the soft input to guarantee a high channel decoding gain. A new soft decision metric for QAM is presented in this paper. Unlike traditional soft decision metric based on minimum Euclidean distance, the proposed metric is based on the bit confidences. Compared to traditional soft decision metric, the one presented in this paper can guarantee the channel decoder performance with less computation complexity. The numerical results applying the proposed method to the DTMB system indicate that the proposed soft decision metric reduces the computation complexity without any performance degradation. These results also show that the proposed metric is a good alternative for soft decision generations.

**Key words:** Digital TV; Soft decision; Bit confidence; Log Likelihood Ratio(LLR); QAM; Low Density Parity-check Code(LDPC)

### 1 引言

随着现代通信技术的发展, 在移动及个人通信系统中对数据传输速率的要求越来越高。一种有效的提高频谱利用率的方法是在调制时采用多元调制方式(如 64QAM), 但在发射功率一定的情况下, 采用多元调制会减小调制星座点之间的欧氏距离, 增加系统的误码率, 因此在采用多元调制的系统中, 均采用了性能优异的信道编码方式(如 Turbo 码或 LDPC 码)来弥补误码率的损失。为了使这些信道解码器更好地工作, 在解映射时, 均采用软判决技术来代替传统的硬判决技术<sup>[1,2]</sup>, 以保证信道解码器获得更多的信道信息。研究表明<sup>[3]</sup>, 在加性高斯噪声(AWGN)信道中, 软判决比硬判决解码要多 2dB 的软解码增益, 而在衰落信道中的软判决增益则超过 3dB。

传统的软判决度量生成算法多基于最小欧氏距离<sup>[4]</sup>, 是

一种基于 ML(最大似然)准则的解调方式。在计算欧氏距离时, 要求复数模的平方, 对硬件的开销较大。

文献[5]中提到了比特置信度的概念, 但只是简单地把比特置信度与信道状态信息(CSI)的乘积作为软判决度量, 并没有在数学上给出严格的推导。

本文提出一种针对 QAM 调制方式, 快速生成比特置信度软判决度量的算法, 通过将比特置信度引入到软判决度量的计算中来减少计算的复杂性。DTMB 系统<sup>[6]</sup>是中国数字电视地面传输标准, 采用了 LDPC 内编码器和 QAM 调制方式。为了验证本文算法的性能, 将本文算法应用于 DTMB 系统中。仿真结果表明, 与传统基于最小欧氏距离的软判决度量生成算法相比, 本文算法生成的软判决度量对信道解码器的性能几乎没有任何损失, 而实现的复杂度得到降低, 具有良好的性能和可实现性。

本文结构安排如下: 第 2 节给出了多径衰落信道环境下, 基于最小欧氏距离的软判决度量表达式; 第 3 节将比特置信度引入 QAM 软判决度量的计算中, 提出一种快速计算软

判决度量的算法；第4节，将本文算法应用于DTMB系统中，并给出了仿真结果，最后是结论部分。

### 2 基于最小欧氏距离的软判决度量

在存在多径衰落的频率选择性信道环境中，假设接收机理想同步，多载波系统接收到的符号信息在频域可以表示为

$$Y = HX + W \tag{1}$$

其中  $H$  为信道在符号  $X$  处的复数增益， $W$  为加性高斯白噪声， $X$  和  $Y$  分别为发送和接收到的符号。

符号  $X$  所对应的比特信息中第  $i$  位  $b_i$  的对数似然比(LLR)的表达式为

$$\text{LLR}(b_i) = \ln \frac{p(b_i = 0 | Y)}{p(b_i = 1 | Y)} \tag{2}$$

其中  $p(\bullet)$  表示条件概率。

当  $X$  满足均匀分布时，符号比特  $b_i$  的 LLR 信息满足

$$\text{LLR}(b_i) = \ln \frac{\sum_{s^0 \in \{s: b_i=0\}} \exp\left(-\frac{|Y - Hs^0|^2}{\sigma_n^2}\right)}{\sum_{s^1 \in \{s: b_i=1\}} \exp\left(-\frac{|Y - Hs^1|^2}{\sigma_n^2}\right)} \tag{3}$$

其中  $s^0$  是满足  $b_i = 0$  的所有星座点， $s^1$  是满足  $b_i=1$  的所有星座点， $\sigma_n^2$  是高斯白噪声的方差。

由于指数运算随着自变量的增大而迅速增加，因此在指数求和运算中，自变量最大的一项将对最后的结果占主导作用，式(3)可以近似表示为<sup>[7]</sup>

$$\text{LLR}(b_i) \approx \ln \frac{\max_{s^0 \in \{s: b_i=0\}} \left[ \exp\left(-\frac{|Y/H - s^0|^2 |H|^2}{\sigma_n^2}\right) \right]}{\max_{s^1 \in \{s: b_i=1\}} \left[ \exp\left(-\frac{|Y/H - s^1|^2 |H|^2}{\sigma_n^2}\right) \right]} \tag{4}$$

令  $Z = Y/H$ ，为经过均衡后的符号。

将分子中满足最大项的  $s^0$  记为  $s_m^0$ ，分母中满足最大项的  $s^1$  记为  $s_m^1$ 。式(4)可以重写为

$$\text{LLR}(b_i) = (|Z - s_m^1|^2 - |Z - s_m^0|^2) \cdot \frac{|H|^2}{\sigma_n^2} \tag{5}$$

式(5)为多径衰落信道中，基于最小欧氏距离的软判决度量<sup>[6]</sup>。

### 3 基于比特置信度快速生成 QAM 软判决度量的算法

在得到信道增益、信道噪声方差以及接收到的符号信息后，可以利用式(5)计算 LLR 信息。但是在式(5)中，每个比特对应的  $s_m^1$ ， $s_m^0$  各不相同，需要分别进行运算，且存在复数绝对值平方的运算，这在硬件实现时会造成比较大的开销。考虑 QAM 调制方式的特点，将比特置信度引入软判决度量的计算中，可以对式(5)的计算进行简化。

以采用格雷码编码方式的 64-QAM 调制方式为例(星座图如图1所示)。定义比特  $b_i$  的比特置信度信息为均衡后的符号到判决门限的欧氏距离，并带有正负号，记为  $m_i$ 。 $m_i$  的符号决定了判决的结果：当  $m_i$  大于 0 时，对应的比特位判

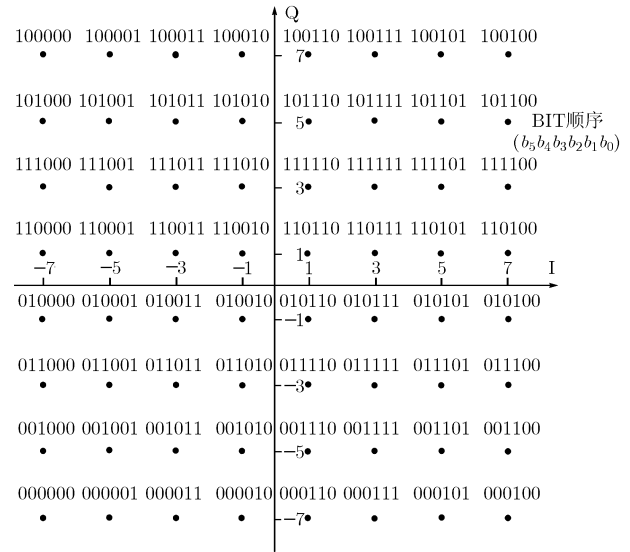


图1 64-QAM 星座图

决为 1；小于 0 时，对应的比特位判决为 0； $m_i$  的绝对值表示判决的置信程度。由于采用格雷码编码方式，符号中的每一比特的判决均只与符号的实部或虚部有关，64-QAM 各个比特位的比特置信度的表达式为

$$\left. \begin{aligned} m_5 &= \text{Im}(Z) & m_2 &= \text{Re}(Z) \\ m_4 &= 4 - |\text{Im}(Z)| & m_1 &= 4 - |\text{Re}(Z)| \\ m_3 &= \begin{cases} |\text{Im}(Z)| - 2, & |\text{Im}(Z)| \leq 4 \\ -|\text{Im}(Z)| + 6, & |\text{Im}(Z)| > 4 \end{cases} \\ m_0 &= \begin{cases} |\text{Re}(Z)| - 2, & |\text{Re}(Z)| \leq 4 \\ -|\text{Re}(Z)| + 6, & |\text{Re}(Z)| > 4 \end{cases} \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

其中  $Z$  为经过均衡器后的符号， $\text{Im}(Z)$  表示符号  $Z$  的虚部， $\text{Re}(Z)$  表示符号  $Z$  的实部。

假设比特  $b_i$  的判决只与符号虚部有关，式(5)可以简化为

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_i) &= \frac{[2\text{Im}(Z) - \text{Im}(s_m^0) - \text{Im}(s_m^1)][\text{Im}(s_m^0) - \text{Im}(s_m^1)] |H|^2}{\sigma_n^2} \\ &= \left\{ [2\text{Im}(Z) - \text{Th}_i] - [\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i] - [\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i] \right\} \\ &\quad \cdot \left\{ [\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i] - [\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i] \right\} / \sigma_n^2 \tag{7} \end{aligned}$$

其中  $\text{Th}_i$  为判决门限。在式(7)中， $\text{Im}(Z) - \text{Th}_i$  可能为  $m_i$  或  $-m_i$ 。从星座图中可以看出，当  $\text{Im}(Z) - \text{Th}_i = m_i$  时， $\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i = -|\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i|$ ， $\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i = |\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i|$ ；当  $\text{Im}(Z) - \text{Th}_i = -m_i$  时， $\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i = |\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i|$ ， $\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i = -|\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i|$ 。

从 64-QAM 的星座图可以看出，当  $m_i > 0$  时， $|\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i|$  恒为 1，同样地，当  $m_i < 0$  时， $|\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i|$  也恒为 1。因此，当  $m_i < 0$  时，式(7)可重写为

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_i) &= \frac{-(2m_i + |\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i| - 1)(|\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i| + 1) |H|^2}{\sigma_n^2} \\ &= \left\{ -\text{sgn}(m_i) (2|m_i| - |\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i| + 1) (|\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i| + 1) |H|^2 \right\} / \sigma_n^2 \tag{8} \end{aligned}$$

表 1 ETSI 信道模型

路径	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
幅度(dB)	0	-7.8	-24.8	-15	-10.4	-11.7	-24.2	-16.5	-25.8	-14.7	-7.9
延时(μs)	0	0.52	1.00	5.42	2.75	0.60	1.02	0.14	0.15	3.32	1.93
相位(°)	0	336	278.2	195.9	127	215.3	311.1	226.4	62.7	330.9	8.8
路径	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	
幅度(dB)	-10.6	-9.1	-11.6	-12.9	-15.3	-16.5	-12.4	-18.7	-12.1	-11.7	
延时(μs)	0.43	3.22	0.85	0.07	0.2	0.19	0.92	1.38	0.64	1.37	
相位(°)	339.7	174.9	36	122	63	198.4	210	162.4	191	22.6	

当  $m_i > 0$  时, 式(7)可重写为

$$LLR(b_i) = \frac{-(2m_i - |\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i| + 1)(|\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i| + 1) |H|^2}{\sigma_n^2}$$

$$= \left\{ -\text{sign}(m_i) (2|m_i| - |\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i| + 1) (|\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i| + 1) |H|^2 \right\} / \sigma_n^2 \quad (9)$$

通过分析, 可以根据  $m_i$  直接计算出  $|\text{Im}(s_m^0) - \text{Th}_i|$  或  $|\text{Im}(s_m^1) - \text{Th}_i|$ , 计算公式如下

$$\lfloor |m_i|/2 \rfloor \times 2 + 1 \quad (10)$$

其中  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示下取整操作。将式(10)代入式(8)和式(9)中, 得到比特  $b_i$  的 LLR 信息的通式

$$LLR(b_i) = \frac{-\text{sgn}(m_i) \left[ 2|m_i| - \lfloor |m_i|/2 \rfloor \times 2 \right] \left[ \lfloor |m_i|/2 \rfloor \times 2 + 1 \right] |H|^2}{\sigma_n^2}$$

$$= -4\text{sgn}(m_i) \left[ |m_i| - \lfloor |m_i|/2 \rfloor \right] \left[ \lfloor |m_i|/2 \rfloor + 1 \right] \frac{|H|^2}{\sigma_n^2} \quad (11)$$

在发送符号  $X$  满足均匀分布的情况下, 从式(6)中分析可知,  $\lfloor |m_i|/2 \rfloor$  有 58.3% 概率为 0, 25% 概率为 1, 8.3% 的概率为 2, 8.3% 的概率为 3。为了计算的方便, 将式(11)中的  $\lfloor |m_i|/2 \rfloor$  均取为 0, 简化后的 LLR 表达式为

$$LLR(b_i) = -4m_i \cdot \frac{|H|^2}{\sigma_n^2} \quad (12)$$

对比式(5)和式(12)“.”前的计算部分, 式(5)中需要进行 7 次实数加法和 4 次实数乘法操作, 而在式(12)中, 最多只需要进行 1 次移位、1 次比较和 1 次加法操作(计算  $m_i$  最多需要 1 次加法和 1 次比较操作)。减小了运算量, 降低了硬件实现的复杂度。

4-QAM 及 16-QAM 调制方式 LLR 信息的表达式可以用上面的推导很容易得到, 在此不再赘述。

### 4 仿真结果

为了验证本文提出算法的性能, 将本文提出的软判决度量生成算法应用于 DTMB 系统的外接收机中。DTMB 系统是中国数字电视地面传输标准的一种解决方案, 采用了 4-QAM, 16-QAM 和 64-QAM 调制方式, 前向纠错码(FEC)主要采用了 LDPC 码。DTMB 系统接收机框图如图 2 所示。

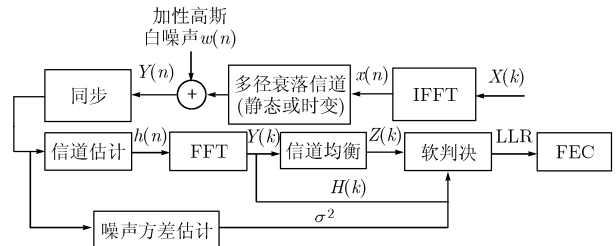


图 2 DTMB 系统接收机框图

对于经过信道均衡后的符号, 分别采用本文基于比特置信度的方法和基于最小欧氏距离的方法来生成软判决度量, 将两种方法得到的 LLR 信息分别输入 LDPC 解码器中。

在本节的仿真中, 使用了 16-QAM 和 64-QAM 调制方式, 采用的 LDPC 码为 (7493,6096) 码, 码率为 0.8。在仿真中使用的多径衰落信道模型如表 1 所示, 为准静态信道, 即在一个 OFDM 符号的时间内, 信道不发生变化。在仿真中, 均假设理想同步与理想信道均衡, LDPC 解码算法采用了文献[8]中的算法, 最大迭代次数设定为 50 次。

在加性高斯信道和多径衰落信道环境下, 两种软判决度量对 LDPC 解码器性能影响的仿真结果如图 3, 图 4 所示。

从图 3, 图 4 所示的误码率曲线可以看出, 虽然本文给出的算法对基于最小距离的方法进行了简化, 减小了运算量, 但无论是在加性高斯信道环境下, 还是在多径衰落信道

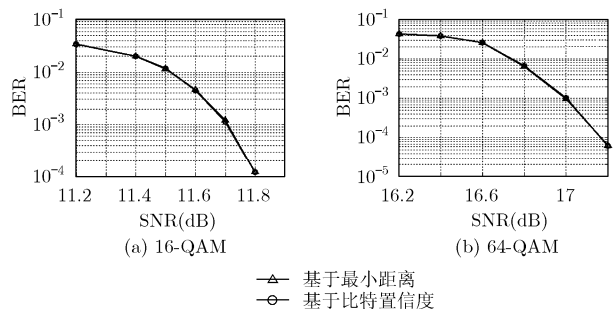


图 3 加性高斯信道环境下, 两种软判决度量对 LDPC 解码器性能影响的比较

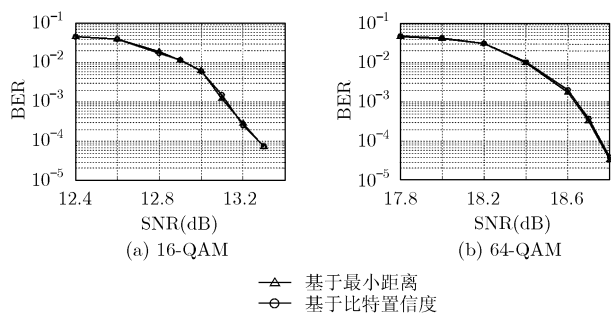


图4 多径衰落信道环境下, 两种软判决度量对LDPC解码器性能影响的比较

环境下, 信道解码器的性能却几乎任何损失, 是一种“性价比”非常高的软判决度量生成算法。

## 5 结束语

本文提出一种针对QAM调制方式, 快速生成比特置信度软判决度量的算法。相比于传统的基于最小欧氏距离的软判决度量计算方法, 本文方法在几乎不损失任何性能的前提下, 减小了计算量, 降低了实现复杂度。将本文提出的算法应用于中国数字电视地面传输标准DTMB系统中, 对算法进行验证。仿真结果表明, 无论是在加性高斯信道环境下, 还是在多径衰落信道环境下, 本文提出的算法都可以在减小运算量的前提下保证良好的性能, 是一种性能优良的软判决度量计算方法。

## 参考文献

- [1] Gross W J, Kschischang F R, and Gulak P G. Architecture and implementation of an interpolation processor for soft-decision reed-solomon decoding[J]. *IEEE Trans. on VLSI Systems*, 2007, 15(3): 309-318.
- [2] Xia H and Cruz J. Reliability-based forward recursive algorithms for algebraic soft-decision decoding of reed-solomon codes[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2007, 55(7): 1273-1278.
- [3] Jean W G, Chang K H, and Gho Y S. An equalization technique for orthogonal frequency division multiplexing systems in time variant multi-path channels[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(1): 27-32.
- [4] Rahnama M, Antia Y, and Hughers. Optimum soft decision decoding with channel state information in the presence of fading[J]. *IEEE Communications Magazine*, 1997, 35(7): 110-111.
- [5] 王勇, 艾渤, 葛建华. 数字电视地面广播COFDM传输中的软判决技术[J]. *通信学报*, 2003, 24(9): 73-79.  
Wang Yong, Ai Bo, and Ge Jian-hua. Soft decision technique in digital video broadcasting COFDM transmission system[J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2003, 24(9): 73-79.
- [6] GB20600-2006, 《地面数字电视广播传输系统帧结构、信道编码和调制技术规范》, Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting, 2006年第8号(总第95号)中国国家标准发布公告.
- [7] Wang Michael Mao, Xiao Wei-min, and Tyler Brown. Soft decision metric generation for QAM with channel estimation error[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(7): 1058-1061.
- [8] Hu Xiao-Yu, Eleftheriou E, and Arnold D M. Efficient implementations of the sum-product algorithm for decoding LDPC codes[C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2001, 2: 1036-1036E.

赵晋: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为信息处理理论、无线通信技术。

张建秋: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信息处理理论及其在新型传感器和仪器中的应用。