

基于 G. 9960 协议的高阶 QAM 调制与解调

李正明, 姚如贵, 王 伶, 黄登山

(西北工业大学 电子信息学院, 陕西 西安 710072)

摘 要: G. 9960 是国际电信联盟 (ITU-T) 制定的下一代家用网络标准, 采用正交频分复用 (OFDM) 和高阶 QAM 调制相结合的技术, 实现高速可靠的数据传输. 将讨论高阶 QAM 调制和软解调的算法. 偶数阶调制使用方形星座图, 将格雷码形式排列的二进制序列, 映射成复数点; 奇数阶调制使用十字型星座, 将格雷码形式的二进制序列映射为复数点后, 再依据一定的规则加以旋转. 基于 Bahl 等人提出的逐符号最大后验概率译码算法, 推导了对数似然比计算公式; 由于对数似然比计算涉及对数运算, 因此利用取最大值代替指数对数运算来进行简化. 仿真结果表明, 在 AWGN 信道下, 信噪比为 8 dB 时, 使用简化的软解调算法, 2048QAM-LDPC 系统的误码率可达到 3×10^{-5} , 4096QAM-LDPC 系统的误码率可达到 5×10^{-4} . 简化的软解调算法, 计算量较小, 误码率低, 具有良好的性能.

关键词: QAM 调制; 软解调; 家用网络; QC-LDPC

中图分类号:

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)03-0089-05

Modulation and Demodulation of High Order QAM Based on G. 9960

LI Zheng-ming, YAO Ru-gui, WANG Ling, HUANG Deng-shan

(College of Electronic Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: G. 9960 is a standard for next-generation home networking being developed by the International Telecommunication Union's Standardization Sector (ITU-T). The standard adopts Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Quadrature Amplitude Modulation (QAM), to achieve high throughput and reliable data transmission. In this paper, we specify the algorithm of high order QAM and soft-decision decoder. Even-order modulation uses square-shape constellation map; the binary sequence is recognized as Gray code, and is mapped to complex number. Odd-order modulation uses cross-shape constellation map; the binary sequence is recognized as Gray code, firstly mapped into complex number, and then rotated according to some formulation. Based on Bahl's maximum posterior probability decoding algorithm for incoming each symbol, logarithm likelihood ratio (LLR) algorithm is deduced. As LLR algorithm refers to logarithmic operation, maximum value is used to substitute logarithmic and exponential operation to simplify the computation. Simulation results show that, when signal noise ratio (SNR) is 8dB, the bit error ratio (BER) of 2048QAM-LDPC system can reach to 3×10^{-5} , and the BER of 4096QAM-LDPC system can reach to 5×10^{-4} , in AWGN channels. Simplified soft-decision demodulation algorithm has low calculation amount and BER. In hence, it is a well-behaved algorithm.

Key words: QAM; soft-decision demodulation; Home networking; QC-LDPC

收稿日期: 2010-04-19; 修回日期: 2010-07-12

基金项目: 自然科学基金项目 (60802083); 西北工业大学基础研究基金项目 (JC200817); 西北工业大学科技创新基金项目 (2008KJ02023), 西北工业大学电子信息学院 E 之星基金

1 引言

2000 年 10 月,ITU-T Q4/SG15 工作小组完成了 G.hn 家用网络标准 G9960 协议^[1]. 这个协议的目标是,下一代家用网络收发器能够在多种类型的家用线缆(包括电话线、电缆、电力线,以及它们的组合)上运行. 基于这一协议的产品,可以应用于家庭娱乐、家庭安保及家电自动化.

G.9960 系统能支持高达 1 Gbit/s 的数据传输;为了提供高速率的数据传输服务,本协议采用 OFDM 调制方式,并且每一子载波采用高阶 QAM 调制. 在发射功率一定的条件下,采用高阶调制会减小星座点之间的欧式距离,增加了系统的误码率;因此,在采用高阶调制的系统中,需要采用性能优异的 QC-LDPC 信道编码方式,来弥补误码率的损失. 为了使信道解码器更好地工作,在解映射时,采用软判决译码来降低译码错误.

2 QAM 调制

2.1 系统模型

如图 1 所示的 G.9960 系统,输入的比特序列首先经过低密度奇偶校验编码(LDPC 编码),然后进入 QAM 调制器进行星座映射,再进行 OFDM 符号形成,经过有线信道到达接收端;依次经历 OFDM 解调、QAM 软解调、LDPC 解码,最后输出比特序列. 分析系统的误比特性能时,将编码调制结合在一起进行讨论;但 LDPC 编解码的算法在本论文中不作讨论,具体算法可以参照^[2-5].

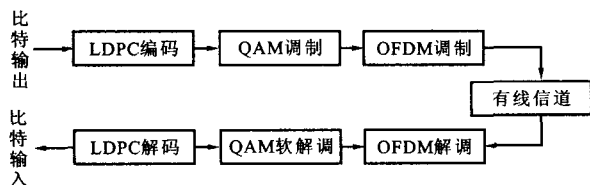


图 1 G.9960 系统框图

2.2 QAM 调制

QAM 调制(即星座映射),将子载波上的每组 b 位二进制数 $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$ 映射成星座图中的 I 和 Q ;其中, d_0 为最低位, d_{b-1} 为最高位, I 表示同向分量, Q 表示正交分量. 本协议中,支持 1 阶到 12 阶的星座映射. 映射过程讨论如下所示.

2.2.1 偶数阶星座映射

如果加载到子载波上的 b 位二进制数是偶数 (2, 4, 6, 8, 10, 12),将使用方形星座进行映射; 2^b 个星座点按方形均匀分布在星座图中. $b = 2$ 时的

星座映射如图 2、表 1 所示.

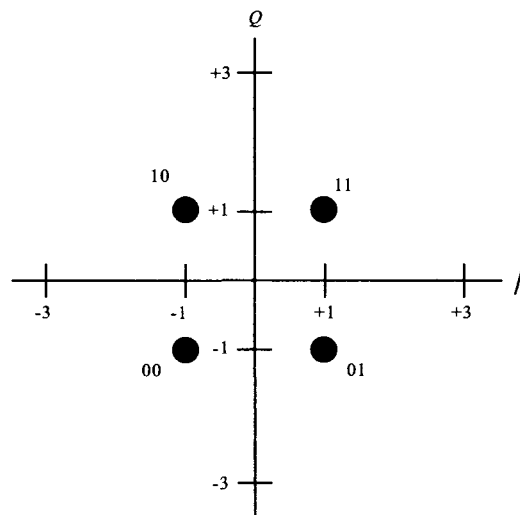


图 2 $b = 2$ 时的星座映射

表 1 $b = 2$ 时 G.9960 映射 (QPSK)

d_0 位	I	d_1 位	Q
0	-1	0	-1
1	1	1	1

$b \geq 4$ 时的偶数阶映射,分为如下两步:

(1) 到达的 b 位二进制数分成两组, $b/2$ 位最低有效位构成 I 组, $b/2$ 位最高有效位构成 Q 组.

(2) 计算 $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$ 的 I 和 Q :

$$I = \text{sgn}_I \times \text{val}_I \quad (1)$$

$$Q = \text{sgn}_Q \times \text{val}_Q \quad (2)$$

sgn 和 val 的计算如表 2 所示;使用 I 组计算 I 值,使用 Q 组计算 Q 值.

表 2 b 为偶数时 sgn 和 val 的计算规则

I	Q
$\text{sgn}_I = 2 \times d_0 - 1$	$\text{sgn}_Q = 2 \times d_{b/2} - 1$
$\text{val}_I = I_{b-2} - 2^{b/2-1} $	$\text{val}_Q = Q_{b-2} - 2^{b/2-1} $

注:1. I_{b-2} 和 Q_{b-2} 是去掉 d_0 及 $d_{b/2}$ 后的 $(b-2)$ 位 $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_{b/2+1}, d_{b/2-1}, \dots, d_1\}$ 算得的 I 和 Q ;

2. 2 位映射的 I 和 Q 如表 1 所示;

3. $|X|$ 表示 X 的绝对值.

作为例子,四阶映射的结果如图 3 所示.

2.2.2 奇数阶星座映射

加载到子载波上的二进制数为奇数位 (1, 3, 5, 7, 9, 11) 时,将在这里进行详细讨论. $b = 1$ 和 $b = 3$ 作为特例,映射后的结果分别如图 4、图 5 所示. 当 $b \geq 5$ 时,使用十字形星座. 首先, 2^b 个星座点依 $M_Q \times M_I$ 的矩形排列;其中 $M_I = 2^{B1}$, $M_Q = 2^{B2}$, $B1 = (b+1)/2$, $B2 = (b-1)/2$. 这些映射点的计算过

程如下所示.

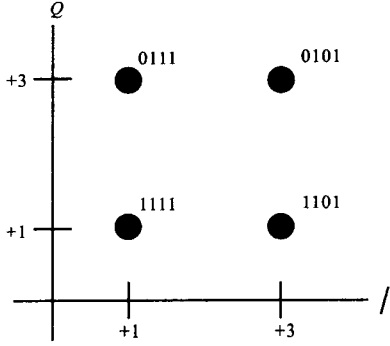


图 3 $b = 4$ 时的星座映射 (第一象限)

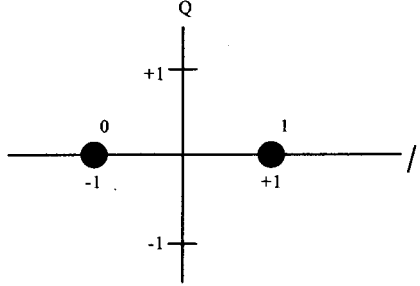


图 4 $b = 1$ 时的星座映射

(1) 到达的 b 位二进制数 $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$ 分成两组, $B1$ 位最低有效位构成 I 组, $B2$ 位最高有效位构成 Q 组.

(2) 计算矩形星座的 I 和 Q :

$$I = \text{sgn}_I \times \text{val}_I \tag{3}$$

$$Q = \text{sgn}_Q \times \text{val}_Q \tag{4}$$

sgn 和 val 的计算如表 3 所示, 与表 2 类似, I 组用于计算 I 值, Q 组计算 Q 值.

(3) 将每一象限中 I 取得最大绝对值的 $s =$

$(M_I - M_Q)/4$ 列星座点旋转成行, 相应的星座点由 $\{I, Q\}$ 变成 $\{I', Q'\}$, 计算过程为

$$|Q'| = |I| - 2s, \text{sign}(Q') = \text{sign}(I) \tag{5}$$

$$|I'| = MQ - |Q|, \text{sign}(I') = \text{sign}(Q) \tag{6}$$

表 3 b 为奇数时 sgn 和 val 的计算规则

I	Q
$\text{sgn}_I = 2 \times d_0 - 1$	$\text{sgn}_Q = 2 \times d_{B1} - 1$
$\text{val}_I = I_{2 \times B1} $	$\text{val}_Q = Q_{2 \times B2} $

注: 1. $I_{2 \times B1}$ 是用 $(2 \times B1)$ 位二进制数 $\{0, d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_0\}$ 来计算 I 值, 方法如表 2 所示; 2. $Q_{2 \times B2}$ 是用 $(2 \times B2)$ 位二进制数 $\{d_{b-1}, d_{b-2}, \dots, d_1\}$ 来计算 Q 值, 方法如表 2 所示; 3. $|X|$ 是 X 的绝对值.

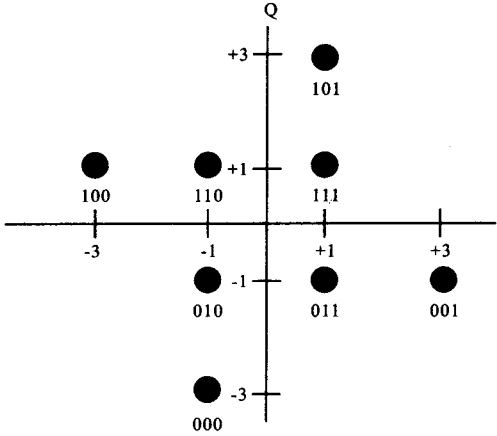


图 5 $b = 3$ 时的星座映射

图 6 所示为 7 阶星座映射在第一象限的部分. 其中空心圆为旋转前的星座映射点, 实心圆为旋转后的最终星座映射点.

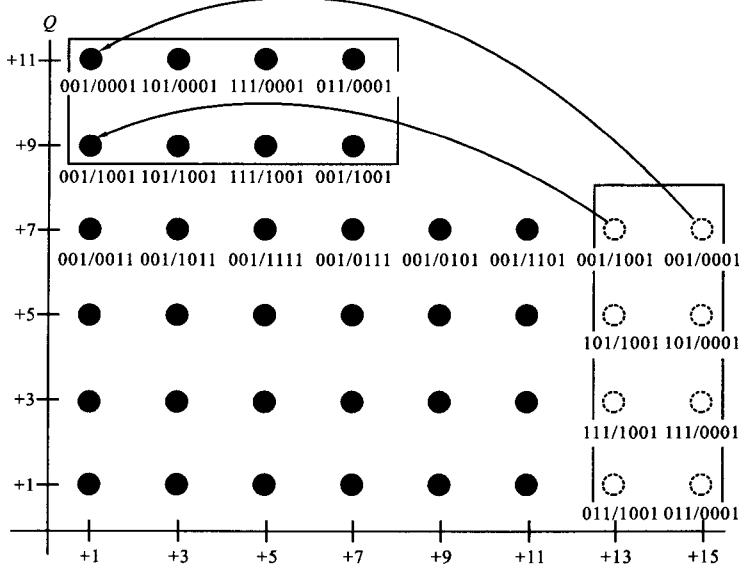


图 6 7 阶星座映射在第一象限的部分

3 QAM 软解调

在 G.hn 协议下,调制信号通过电缆、电话线或电力线等恒参信道传输;传输过程中,会引入加性高斯白噪声.因此,第 k 时刻接收信号可以表示为

$$r_k = t_k + n_k \quad (7)$$

式中, n_k 为复加性高斯白噪声,满足均值为 0,方差为 σ^2 .

对 $M = 2^b$ 进制星座图 $C = \{c_1, c_2, \dots, c_M\}$,调制器把二进制向量 $d = \{d_0, \dots, d_{b-1}\}$ 映射为星座点 $A \in C$,引入示性函数 $I(i, A)$:

$$I(i, A) = \begin{cases} 1, & \text{映射到 } A \text{ 时 } d_i = 1 \\ 0, & \text{映射到 } A \text{ 时 } d_i = 0 \end{cases} \quad (8)$$

星座点中对应 $d_i = 1$ 的点的集合为 $C_1^b(i)$,即 $C_1^b(i) = \{x : x \in C, I(i, A) = 1\}$;对应 $d_i = 0$ 的点

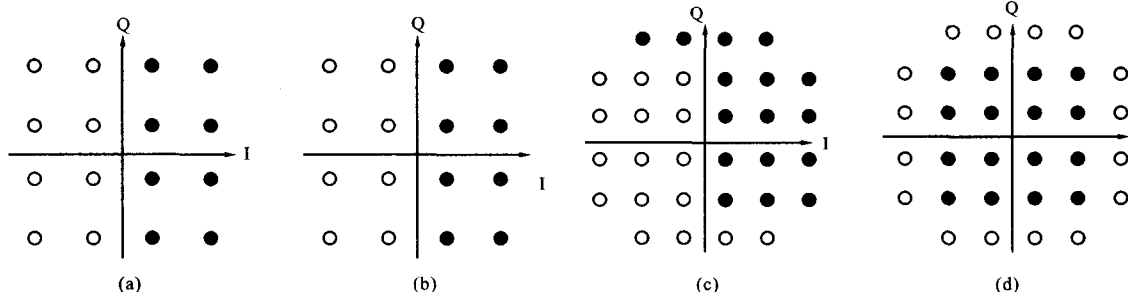


图 7 星座图分类示意图

对上式的计算非常复杂,我们进一步给出含义更明确的表达式:

$$\begin{aligned} LLR(u_{k,i}) &= \ln \left[\frac{\sum_{A \in C_1^b(i)} p\{u_{k,i} = 1, A \in C | r_k\}}{\sum_{A \in C_0^b(i)} p\{u_{k,i} = 0, A \in C | r_k\}} \right] \\ &= \ln \left[\frac{\sum_{A \in C_1^b(i)} p\{A | r_k\}}{\sum_{A \in C_0^b(i)} p\{A | r_k\}} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

假设星座图中各点的出现概率是相等的,根据贝叶斯公式,可得

$$LLR(u_{k,i}) = \ln \left[\frac{\sum_{A \in C_1^b(i)} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|r_k - A\|^2\right)}{\sum_{A \in C_0^b(i)} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|r_k - A\|^2\right)} \right] \quad (11)$$

式中, $\|x\|$ 为复数 x 的范数.由于式(11)所示的对数似然比计算涉及对数运算,计算量很大,而且在高阶星座映射中,有用信号一般工作在大信噪比情况下,因此可以根据近似表达式 $\ln \sum \exp(-x_i) \approx$

的集合为 $C_0^b(i)$,即 $C_0^b(i) = \{x : x \in C, I(i, A) = 0\}$. $C_1^b(i)$ 和 $C_0^b(i)$ 各包含 $M/2$ 个点.图 7 为星座图分类示意图.图 7(a) 中,实心圆表示 $C_1^b(0)$,空心圆表示 $C_0^b(0)$;图 7(b) 中,实心圆表示 $C_1^b(1)$,空心圆表示 $C_0^b(1)$;图 7(c) 中,实心圆表示 $C_1^b(0)$,空心圆表示 $C_0^b(0)$;图 7(d) 中,实心圆表示 $C_1^b(1)$,空心圆表示 $C_0^b(1)$.

LDPC 译码采用置信传播算法^[6],需要 QAM 解调器输出的序列概率信息.基于 Bahl 等人提出的各符号最大后验概率译码算法^[6],推导了对数似然比 LLR 的计算公式.第 k 时刻序列的第 i 比特记为 $u_{k,i}$, $i = 1, \dots, b$. $u_{k,i}$ 的 LLR 定义式如下:

$$LLR(u_{k,i}) = \ln \left[\frac{P(u_{k,i} = 1 | r_k)}{P(u_{k,i} = 0 | r_k)} \right] \quad (9)$$

$\max(-x_i) = -\min(x_i)$,将式(11)进一步简化为

$$\begin{aligned} LLR(u_{k,i}) &= \\ &= -\frac{1}{2\sigma^2} \left[\min_{A \in C_1^b(i)} \|r_k - A\|^2 - \min_{A \in C_0^b(i)} \|r_k - A\|^2 \right] \end{aligned} \quad (12)$$

4 仿真结果

本文中,我们采用长度为 4 320、码率为 1/2 的 QC-LDPC 码,译码迭代次数为 5.图 8 所示为 QC-LDPC 编码—2048QAM 调制系统的性能.未简化算法使用式(11);简化算法使用式(12).未使用信道编码时,不论软解调算法是否简化,误码率随信噪比变化比较小,接近 10^{-2} ,误码率比较高.联合使用 QC-LDPC 编码和 QAM 调制时,在信噪比为 8dB 情况下,硬判决解调译码时 BER 仅为 10^{-2} ;而未简化的 LLR 译码可以时 BER 达到 6×10^{-7} ,简化的 LLR 译码 BER 能够达到 3×10^{-5} .

图 9 所示为 QC-LDPC 编码—4096QAM 调制系统的性能.与图 8 类似,未使用信道编码时,不论软解调算法是否简化,误码率都维持在较高的水平,

约为 10^{-2} 。使用信道编码时,在 8 dB 信噪比下,硬判决解调译码^[7]时 BER 仅为 10^{-2} ;未简化 LLR 算法的误码率可以达到 10^{-4} ,简化 LLR 算法的误码率可以达到 5×10^{-4} 。

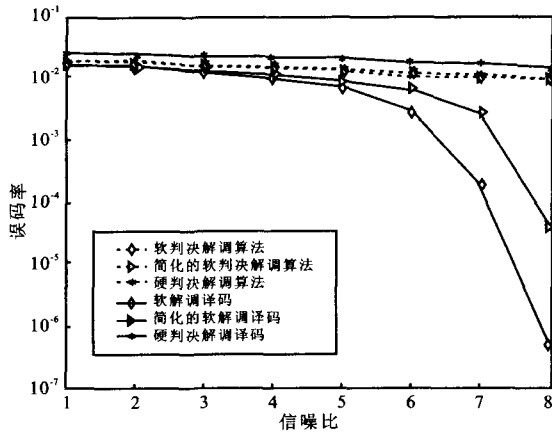


图8 QC-LDPC 编码—2048QAM 系统性能

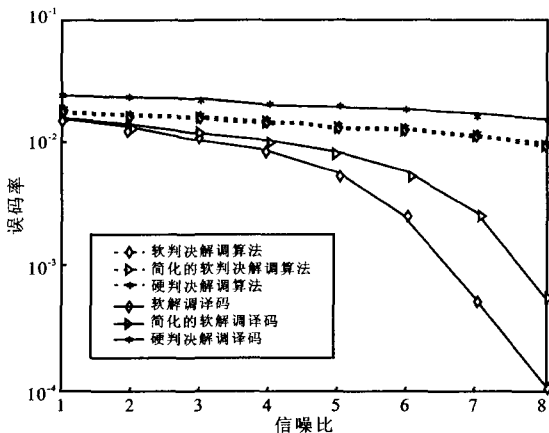


图9 QC-LDPC 编码—4096QAM 系统性能

5 结束语

本文详细给出了高阶 QAM 调制及解调算法; 为了便于说明误码率的影响, 仿真时结合了优异的 LDPC 译码算法。高阶 QAM 调制结合性能优异的信道编码, 在 AWGN 信道下的仿真结果表明, 使用 LLR 软解调简化算法, 相比于硬解调算法, 极大地降低了误码率; 相比于未简化的 LLR 算法, 虽然误码率略有提高, 但极大地节省了计算量, 便于硬件

实现。

我们虽然简化了软解调算法, 但由于高阶星座映射的星座图极大, 简化后的计算量依然比较大。因此, 在硬件实现时, 我们有必要继续寻找计算量更小的软解调算法; 同时考虑量化位数对误码率的影响。这将是我们的下一步的研究课题。

参考文献:

- [1] ITU T. G. 9960 Unified high-speed wire-line based home networking transceiver [S]. Geneva: ITU-T, 2009.
- [2] Yang Sun, Marjan Karkooti Joseph R. Cavallaro, high throughput, parallel, scalable LDPC encoder/Decoder Architecture for OFDM Systems[J]. Design, Applications, Integration and Software, 2006 IEEE Dallas/CAS Workshop, 2006, 26(2): 39-42.
- [3] Mohammad M, Mansour A. Turbo-decoding message-passing algorithm for sparse parity-check matrix codes [J]. Signal Processing, IEEE Transactions, 2006, 16(10): 4376-4392.
- [4] 李刚, 黑勇, 仇玉林. 一种准循环 LDPC 解码器的设计与实现[J]. 微电子学与计算机, 2008, 25(7): 52-55.
- [5] 张伟, 朱光喜, 彭立. 一种高性能低复杂度 LDPC 码编码器设计研究[J]. 微电子学与计算机, 2010, 27(3): 38-42.
- [6] 张志, 齐丙花, 张平. 采用高阶 QAM 的 LDPC 编码 OFDM 系统[J]. 无线电工程, 2004, 33(12): 41-44.
- [7] 彭立, 朱光喜, 张青春. 基于消息传递的 LDPC 码硬判决解码算法建模[J]. 小型微型计算机系统, 2004, 25(6): 1092-1093.

作者简介:

李正明 男, (1983-), 硕士研究生. 研究方向为家用网络物理层调制编码技术。

姚如贵 男, (1980-), 副教授, 硕士生导师. 研究方向为无线通信、多媒体通信等。

王 伶 男, (1978-), 副教授, 硕士生导师. 研究方向为认知无线电、导航与定位技术。

黄登山 男, (1962-), 教授, 硕士生导师. 研究方向为雷达信号检测、通信信号处理。