

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902740

低复杂度高阶 APSK 解映射方法与实现结构*

李 慧 彭 昱 韩昌彩 陈为刚

(天津大学微电子学院 天津 300072)

摘要:针对高阶幅度相移键控(amplitude phase shift keying, APSK)解映射复杂度,不易硬件实现的问题,提出了一种低复杂度的 APSK 解映射方案及电路实现结构。具体而言,基于 Max-Log-MAP 算法,分析 APSK 星座图对称性并进行区域划分,对落到每个区域的接收符号比特软信息计算进行化简,得到具有低计算量的解映射公式。进一步,利用简化后每个比特软信息计算公式的特点,设计了软信息计算电路结构并在现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)硬件平台上进行了性能测试。测试结果表明,信噪比为 14 dB 时,利用简化方法实现的 APSK 解映射电路可实现 10^{-5} 的误比特率(bit error rate, BER),与传统解映射算法性能接近,且具有较低的硬件资源消耗。

关键词:幅度相移键控;软解映射;现场可编程门阵列

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Low-complexity demapping algorithm and implementation architecture for high-order APSK

Li Hui Peng Yu Han Changcai Chen Weigang

(School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Aiming at the problem of high-order amplitude phase shift keying (APSK) demapping complexity and difficult hardware implementation, a low-complexity APSK demapping scheme and circuit implementation architecture are proposed. Specifically, the constellation map is divided into regions based on the analysis of symmetry. Then, based on the Max-Log-MAP algorithm, the bit soft information of the received symbols falling into each region is calculated and simplified, thereby obtaining a formula with a low calculation amount for calculating the soft information. Furthermore, using the characteristics of the simplified soft information calculation formula for each bit, the soft information calculation circuit architecture is designed and its performance is tested on the field programmable gate array (FPGA) hardware platform. Test results show that the APSK demapping circuit using the proposed simplified method can achieve a bit error rate (BER) of 10^{-5} when the signal-to-noise ratio (SNR) is 14 dB, which is close to the performance of the traditional demapping algorithm and has lower hardware resource consumption.

Keywords: amplitude phase shift keying (APSK); soft demapping; field programmable gate array (FPGA)

0 引言

现代数字通信系统通常采用各种调制技术保证信号在不同信道中高速准确地传输,幅度相移键控(amplitude phase shift keying, APSK)就是一种具有良好应用前景的调制技术^[1-4]。一方面,由于 APSK 峰均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR)低,在非线性信道中具有鲁棒

性,因此常被应用于卫星通信^[5-9]。另一方面,有研究表明,精心设计的 APSK 调制在加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN)信道下可提供一个可观的成型增益,从而在互信息性能上优于正交振幅调制(quadrature amplitude modulation, QAM)^[10-11]。同时随着通信技术的发展,通常使用高阶调制技术来满足应用场景对高频谱效率的需求^[12]。

然而,高阶 APSK 解映射复杂度高成为其主要问

题^[13],其解映射通常采用传统的对数后验概率(maximum a posteriori probability based in log-domain, Log-MAP)算法^[14],但需要大量的对数和指数运算,不易硬件实现。Max-Log-MAP 算法^[15]和文献[16]提出的“K-Best 近似”均是基于 Log-MAP 的近似算法,它们能有效降低计算量,但对于 2^m 阶 APSK 信号,复杂度仍高达 $O(2^m)$ 。目前仍有很多简化的解映射算法被提出^[17-21]。文献[17]提出的简化 APSK 解映射器,在忽视比较操作的情况下使 APSK 解映射复杂度降低为常数,但增加了解映射器所需的内存且需要一个额外的除法。文献[18]采用分段线性近似来简化对数似然比的计算,但这种近似会恶化误码性能。相比之下,文献[19]的研究通过直接计算出所需星座点,在几乎不损失任何性能的情况下使 M-APSK 解映射的复杂度降低到 $O(m)$ 。进一步,文献[20]利用星座图的几何对称性将文献[19]的直接索引计算简化为一种递归算法。基于以上简化,文献[21]提出了一种并行处理两个或两个以上符号解映射的方法。现有的这些方法在保证解映射性能的基础上一定程度地简化了计算,但仍需要额外的乘法运算找到与接收符号欧氏距离最小的星座点。其中关于欧氏距离的计算仍较为复杂,同时也缺乏对所提出算法进行具体的 APSK 解映射硬件验证。

本文针对第 2 代数字卫星广播标准(DVB-S2)中的 16APSK 软解映射复杂度高的问题,提出了简化的解映射方法及相应的解映射电路结构,并在硬件平台上测试了其性能。该方法根据星座图中各比特取值的分布特点进行区域划分,基于 Max-Log-MAP 算法对每个比特的软信息计算进行简化,并不会损失软解映射的性能。理论分析了各种解映射算法的复杂度,证明该方法有效减少了乘法、比较和加法的运算次数。在此基础上,提出了相应的解映射电路结构,并在现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)平台上测试电路性能。通过实际测量误比特率曲线,证明利用简化方法设计的解映射电路具有与传统算法接近的误码性能,且占用较少的硬件资源。

1 软解映射算法

1.1 Max-Log-MAP 解映射算法

假定通信系统发射端将 m 位比特向量 $\mathbf{b} = [b_0 b_1 \cdots b_{m-1}]$ 映射成调制信号 x , x 属于 2^m 阶的星座点集合 $X = \{x_k, 0 \leq k < 2^m\}$ 。接收端收到的调制符号为 r ,用 $X_0(i)$ 表示星座图中在 b_i 位置处所有取值为 0 的点的集合, $X_1(i)$ 表示星座图中在 b_i 位置处所有取值为 1 的点的集合,则对于 Log-MAP 算法,接收比特映射向量第 i 个比特的软信息表示为对数似然比 λ_i ,在假定调制符号

等概分布的条件下有:

$$\lambda_i = \ln \frac{P(b_i = 0 | r)}{P(b_i = 1 | r)} = \ln \frac{\sum_{x \in X_0(i)} P(b_i = 0, x \in X | r)}{\sum_{x \in X_1(i)} P(b_i = 1, x \in X | r)} = \ln \frac{\sum_{x \in X_0(i)} P(r | x)}{\sum_{x \in X_1(i)} P(r | x)} \quad (1)$$

对于 AWGN 信道, $r = x + n$, n 代表均值为 0、方差为 σ^2 的复加性高斯白噪声。式(1)可进一步表示为:

$$\lambda_i = \ln \frac{\sum_{x \in X_0(i)} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} |r-x|^2}}{\sum_{x \in X_1(i)} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} |r-x|^2}} \quad (2)$$

Max-Log-MAP 算法将式(2)求和项用最大值近似,得到的简化对数似然比如下:

$$\lambda_i \approx -\frac{1}{2\sigma^2} \left[\min_{x \in X_0(i)} \{ |r-x|^2 \} - \min_{x \in X_1(i)} \{ |r-x|^2 \} \right] \quad (3)$$

对于低阶调制,Max-Log-MAP 算法可以以较小的计算量获得较优的性能,但是对于高阶调制,例如 16QAM、16APSK 等,欧氏距离的计算量与星座点数成正比例关系增长,硬件实现复杂度高。为此,本文提出了一种基于 Max-Log-MAP 算法的 16APSK 解映射简化方法。

1.2 通用解映射算法

与传统的 Max-Log-MAP 解映射算法相比,文献[19]提出一种用于计算格雷映射的符号软信息的通用算法,并基于此提出了针对格雷映射的乘积 APSK 星座图的简化解映射方法,且没有任何性能损失。 $M = 2^m = 2^{m_1} \times 2^{m_2}$ 阶乘积 APSK 星座图由 2^{m_2} 个环组成,每个环上有 2^{m_1} 个星座点。将这种特殊的星座图视为 2^{m_1} 阶相移键控(phase shift keying, PSK)和 2^{m_2} 阶伪脉冲幅度调制(pulse amplitude modulation, PAM)的乘积形式,则每个符号对应的 m 位比特向量 $\mathbf{b} = [b_0 b_1 \cdots b_{m-1}]$ 可分为 2 个子向量 \mathbf{b}^P 和 \mathbf{b}^A ,它们的长度分别为 m_1 和 m_2 ,即 $\mathbf{b} = [\mathbf{b}^P, \mathbf{b}^A]$ 。

对于格雷映射的调制符号,对数似然比的计算可由 Max-Log-MAP 算法改写为:

$$\lambda_i \approx \frac{1}{2\sigma^2} (1 - 2b_i^*) (|r - s^*|^2 - |r - s_{i,b_i^*}^*|^2) \quad (4)$$

其中, s^* 和 \mathbf{b}^* 分别表示接收符号 r 欧氏距离平方最小的星座点及其对应的比特向量,则 $|r - s^*|^2$ 必然与式(3)中的 $\min_{x \in X_0(i)} \{ |r-x|^2 \}$ 或 $\min_{x \in X_1(i)} \{ |r-x|^2 \}$ 相等,剩下的一项中对应的星座点表示为 $s_{i,b_i^*}^*$ 。

根据式(4),简化的 APSK 解映射方法的具体过程

如下。

1) 寻找距离接收符号 r 欧氏距离最近的星座点 s^* 及其对应的二进制表示 \mathbf{b}^* 。在极坐标系中考虑, s^* 由其相位 φ_{s^*} 及幅度 ρ_{s^*} 决定。计算所有星座点与接收符号 r 的相位差集合 $\{\phi(x, r), x \in X\}$, 选取其中最小的元素即为 s^* 与接收符号 r 的相位差 $\phi(s^*, r)$, 从而得到 s^* 的相位 φ_{s^*} 。根据 φ_{s^*} , 幅度 ρ_{s^*} 可表示为

$$\rho_{s^*} = \operatorname{argmin}_{\rho_x \in X} |\rho_x \cos(\phi(s^*, r)) - \rho_x| \quad (5)$$

由格雷映射的特点及文献[17]的引理 1, 计算 \mathbf{b}^p 和 \mathbf{b}^A , 从而得到 $\mathbf{b} = [\mathbf{b}^p, \mathbf{b}^A]$ 。

2) 确定式(4)中的 s_{i, b_i}^* 。对于 $0 \leq i < m_1$, 即 \mathbf{b}^p 部分, 采用 PSK 解映射的方法计算其相位, 其幅度由式(5)得到。当 $m_1 \leq i < m$, s_{i, b_i}^* 的相位近似等于 s^* 的相位 φ_{s^*} , 其幅度可由伪 PAM 解映射的方法计算。

3) 根据式(4)计算软信息 λ_i 。

尽管上述方法降低了软信息计算的复杂度, 但仍需计算 M 次欧氏距离的平方。此外, 确定与接收符号欧氏距离最小的星座点过程仍涉及乘法运算和大量的比较、加法操作。

2 低复杂度 16APSK 解映射算法

对于不同的码率, DVB-S2 标准给出了不同内外圆半径比的 16APSK 星座图, 但是星座图里比特到符号的映射关系是一致的^[22]。因此, 本文利用 16APSK 星座图的对称性, 分别考察星座图上每一映射位的取值分布, 对每个比特的软信息计算进行简化。

表 1 DVB-S2 标准中 16APSK 的最佳星座半径比及半径

Table 1 Optimum constellation radius ratio and radius for 16APSK in DVB-S2 standard

码率	半径比 γ	内圆半径 R_1	外圆半径 R_2
2/3	3.15	0.360 6	1.135 8
3/4	2.85	0.397 1	1.131 7
4/5	2.75	0.410 9	1.130 1
5/6	2.70	0.418 2	1.129 1
8/9	2.60	0.433 6	1.127 4
9/10	2.57	0.438 4	1.126 7

16APSK 各个比特对应的子星座图如图 1 所示, 可以看出每个比特的 0、1 分布均关于坐标轴对称或反对称。若采用 Max-Log-MAP 算法计算每比特软信息, 仅需分别计算 4 个子星座图中接收符号与距其最近的星座点(标号为“0”及标号为“1”)之间的欧氏距离。根据以上特点, 简化比特软信息时只需考虑第一象限的运算特点, 进而应用到整个平面即可。另外, 星座点“1100”与“0100”的纵坐标相差较小, 星座点“1100”与“1000”的横坐标相差较小, 因此简化时认为它们是相等的。

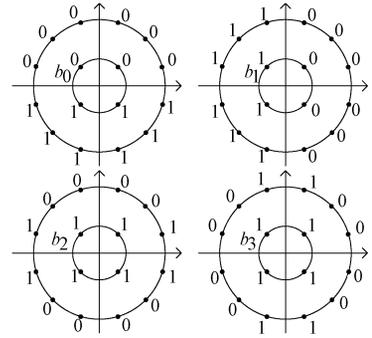


图 1 16APSK 星座图各比特的取值分布

Fig. 1 The mapping area of each bit in 16APSK

对图 1 各比特对应的子星座图的第一象限进行划分, 图 2 所示为划分的结果。高两位对应的子星座图可分为 6 个区域, 低两位对应的子星座图可分为 4 个区域, 每个区域对应的欧氏距离最小的标号为“0”及“1”的星座点是相同的。图 2 对应的区域划分边界的数学表达式如下:

$$L_1: Q = (R_1 \sin \frac{\pi}{4} + R_2 \sin \frac{5\pi}{12})/2 \quad (6)$$

$$L_2: I = (R_1 \sin \frac{\pi}{4} + R_2 \sin \frac{5\pi}{12})/2 \quad (7)$$

$$T_1: Q/I = \tan \frac{\pi}{3} = \sqrt{3} \quad (8)$$

$$T_2: Q/I = \tan \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{3} \quad (9)$$

$$G: I + Q = \frac{\sqrt{2}}{2} (R_1 + R_2) \quad (10)$$

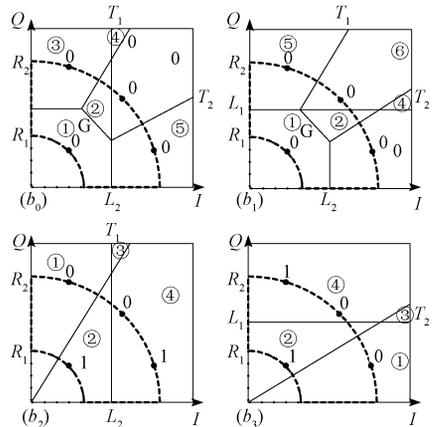


图 2 各比特第 1 象限区域划分

Fig. 2 The area division of the first quadrant of each bit

找出每个区域对应的欧氏距离最小的标号为“0”的星座点和标号为“1”的星座点, 根据式(3)得到每个区域的软信息计算公式。以 b_0 所对应子星座图为例, 表 2 给

出了其区域划分范围及对应欧氏距离最小的星座点坐标,设接收符号为 (r_I, r_Q) , 同相分量的绝对值为 I , 正交分量的绝对值为 Q 。

表 2 b_0 比特各区域的最小欧氏距离星座点坐标

Table 2 The constellation point coordinates corresponding to minimum Euclidean distance of b_0

区域	欧氏距离最小 标号为“0”的点	欧氏距离最小 标号为“1”的点
①: $(I, Q) \in U_0^1$	$(R_1 \cos \frac{\pi}{4}, R_1 \sin \frac{\pi}{4})$	$(R_1 \cos \frac{\pi}{4}, -R_1 \sin \frac{\pi}{4})$
②: $(I, Q) \in U_0^2$	$(R_2 \cos \frac{\pi}{4}, R_2 \sin \frac{\pi}{4})$	$(R_1 \cos \frac{\pi}{4}, -R_1 \sin \frac{\pi}{4})$
③: $(I, Q) \in U_0^3$	$(R_2 \cos \frac{5\pi}{12}, R_2 \sin \frac{5\pi}{12})$	$(R_1 \cos \frac{\pi}{4}, -R_1 \sin \frac{\pi}{4})$
④: $(I, Q) \in U_0^4$	$(R_2 \cos \frac{5\pi}{12}, R_2 \sin \frac{5\pi}{12})$	$(R_2 \cos \frac{\pi}{12}, -R_2 \sin \frac{\pi}{12})$
⑤: $(I, Q) \in U_0^5$	$(R_2 \cos \frac{\pi}{12}, R_2 \sin \frac{\pi}{12})$	$(R_2 \cos \frac{\pi}{12}, -R_2 \sin \frac{\pi}{12})$
⑥: $(I, Q) \in U_0^6$	$(R_2 \cos \frac{\pi}{4}, R_2 \sin \frac{\pi}{4})$	$(R_2 \cos \frac{\pi}{12}, -R_2 \sin \frac{\pi}{12})$

根据表 2 分别计算接收符号落到不同区域的比特软信息,化简后得到:

$$\lambda_0(r) = \begin{cases} 1.414 2R_1 \frac{\text{sgn}(r_Q)}{\sigma^2} Q, (I, Q) \in U_0^1 \\ \frac{\text{sgn}(r_Q)}{\sigma^2} [0.707 1(R_2 - R_1)I + 0.707 1(R_2 + R_1)Q + \frac{R_1^2 - R_2^2}{2}], (I, Q) \in U_0^2 \\ \frac{\text{sgn}(r_Q)}{\sigma^2} [(0.258 8R_2 - 0.707 1R_1)I + (0.707 1R_1 + 0.965 9R_2)Q + \frac{R_1^2 - R_2^2}{2}], (I, Q) \in U_0^3 \\ \frac{\text{sgn}(r_Q)}{\sigma^2} (1.224 7R_2Q - 0.707 1R_2I), (I, Q) \in U_0^4 \\ 0.517 6R_2 \frac{\text{sgn}(r_Q)}{\sigma^2} Q, (I, Q) \in U_0^5 \\ \frac{\text{sgn}(r_Q)}{\sigma^2} (0.965 9R_2Q - 0.258 8R_2I), (I, Q) \in U_0^6 \end{cases} \quad (11)$$

以一、三象限的角平分线为轴,对 b_0 对应的子星座图进行镜像变换可得到 b_1 对应的子星座图。基于此特点,可直接将式(11)的 I 与 Q 交换、 r_Q 改成 r_I 而得到 b_1 比特软信息的计算公式。同理, b_2 与 b_3 对应的子星座图具有相同的关系,可先由图 2 的划分方式得到其中一个比特的软信息计算公式,进而将公式中实部与虚部交换得到另一比特的软信息计算公式。

3 软解映射硬件实现

对于 DVB-S2 中内外圆半径比不同的 16APSK 星座图,最大的外圆半径为 1.135 8,可采用 2+6 定点二进制数对接收符号进行量化。输出软信息用 6 位定点小数表示,最高位为符号位,低 4 位为小数位。

由所提出的简化算法,将每个比特对应软信息的绝对值表示为:

$$|\lambda_i| = |C_1^{(i)} \cdot |x_1| + C_2^{(i)} \cdot |x_2| - C_0^{(i)}| \quad (12)$$

$$C_0^{(i)} \geq 0, C_2^{(i)} \geq 0, i = 0, 1, 2, 3$$

其中:

$$\begin{cases} x_1 = r_I, x_2 = r_Q, i = 0, 2 \\ x_1 = r_Q, x_2 = r_I, i = 1, 3 \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} C_1^{(0)} = C_1^{(1)}, C_2^{(0)} = C_2^{(1)}, C_0^{(0)} = C_0^{(1)} \\ C_1^{(2)} = C_1^{(3)}, C_2^{(2)} = C_2^{(3)}, C_0^{(2)} = C_0^{(3)} \end{cases} \quad (14)$$

式中: x_1, x_2 与接收符号的实部数据 r_I 及虚部数据 r_Q 相对应; $C_0^{(i)}, C_1^{(i)}, C_2^{(i)}$ 是与 x_1, x_2 相关的常数,且计算 b_0 与 b_1 (或 b_2 与 b_3) bit 对应的比特软信息时它们的值是相同的。因此,设计两个计算模块分别实现高两位和低两位软信息的计算。

解映射电路的整体结构分为时钟生成模块、控制模块、高两位计算模块、低两位计算模块及串并转换模块,顶层结构框图如图 3 所示。其中,时钟生成模块通过将输入时钟二分频 (clk2) 及四分频 (clk4) 为其他模块提供所需的时钟信号。控制模块进行时序控制,在第偶数个输入信号时钟上升沿到达时进行 r_I 与 r_Q 的一次交换,输出到两个计算模块以实现不同比特软信息计算模块的复用。

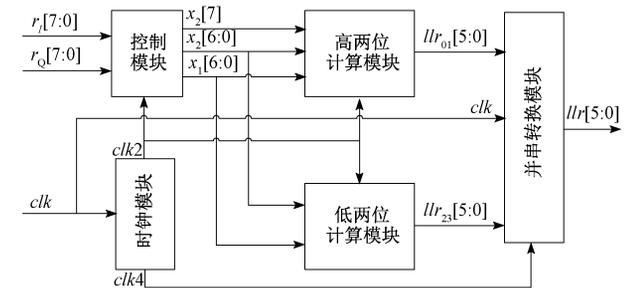


图 3 16APSK 解映射电路顶层模块框图

Fig. 3 16APSK demapping circuit top-level module block diagram

计算模块的设计需考虑 $C_0^{(i)}, C_1^{(i)}, C_2^{(i)}$ 的量化,这与接收符号的量化方式相关。由式(12)可知, $C_1^{(i)}, C_2^{(i)}$ 的量化应与 x_1, x_2 相同, $C_0^{(i)}$ 的量化方式应与 $C_1^{(i)} \cdot |x_1|$ (或 $C_2^{(i)} \cdot |x_2|$) 的结果一致。在本文设计中,由于

$C_2^{(i)}$ 是非负,因此无需考虑它的符号位。而对于同样非负的 $C_0^{(i)}$,为了与式(12)中另外两项的计算结果匹配,将其量化为有符号的定点数。每个参数的具体的量化方式如表 3 所示。

表 3 参数的量化方式

Table 3 Quantification of parameters

	符号位/bit	整数位/bit	小数位/bit
x_1	1	1	6
x_2	1	1	6
$C_0^{(i)}$	1	2	12
$C_1^{(i)}$	1	1	6
$C_2^{(i)}$	0	1	6

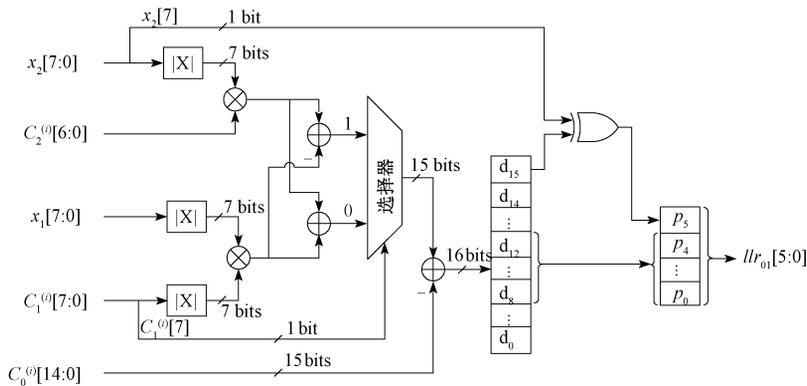


图 4 高两位比特软信息计算的电路结构

Fig. 4 The circuit structure of calculating soft information of b_0, b_1

4 实现结果及其分析

4.1 错误性能分析

针对所提出的低复杂度 16APSK 解映射方法及电路结构,基于硬件平台对其进行了性能测试。硬件测试平台选择 Xilinx 公司 Spartan6 系列的 XC6LX16-CS324,硬件描述语言采用 Verilog HDL。性能测试中相关数据的位宽和长度设置如表 4 所示。软件仿真和硬件测试中,均以长度为 10^6 bit 的随机二进制序列为信号源,经 16APSK 星座映射后得到 250 000 个符号。映射的符号经过 AWGN 信道加噪,其中信噪比设置为 4~16 dB。硬件测试中,接收符号两个分量的宽度均设置为 8,输出的软信息的宽度为 6。

针对不同半径比的 16APSK 调制信号,通过软件仿真比较了所提算法与传统 Log-MAP 算法解映射的错误性能。选择半径比为 3.15、2.75 及 2.60 的 16APSK 星座图,图 5 所示为 16APSK 解映射的误比特率 (bit error ratio, BER) 曲线。可以看出,对于不同半径比的 16APSK 星座图,使用传统 Log-MAP 算法和所提出方法的误比特率曲线基本重叠。因此,所提出的简化方法并不会影响解映射的性能。

根据设计的量化方式,计算模块使用定点小数运算,并在计算过程中根据需要改变整数部分及小数部分的位数。在解映射的工作过程中,首先计算软信息的大小而无需考虑输入符号的符号位,输出软信息时增加其符号位。图 4 所示为高两位计算模块的电路结构。在得到用 16 bit 二进制数 ($d_{15}d_{14}\dots d_0$) 表示的软信息数值后,通过 d_{15} 与 x_2 的符号位 $x_2[7]$ 进行异或运算得到软信息的符号位 p_5 。在低两位计算模块中,无需对软信息符号位做额外的处理,因此其电路结构与图 4 软信息数值计算部分相同。

表 4 性能测试中数据的位宽和长度设置

Table 4 The length and bit width settings of data in performance testing

	长度/符号	位宽/bit
信号源	10^6	1
接收符号实部 r_1	250 000	8
接收符号虚部 r_Q	250 000	8
输出软信息	10^6	6

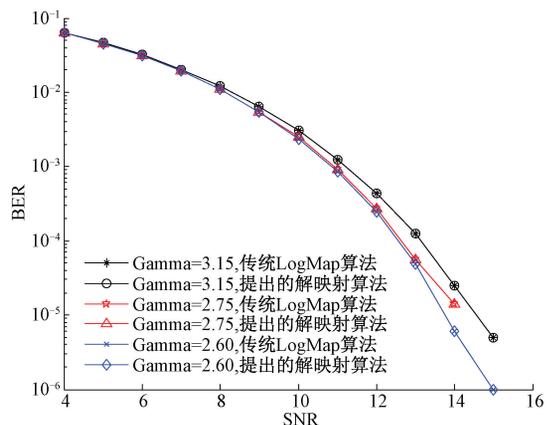


图 5 不同半径比的 16APSK 解映射 BER 性能曲线

Fig. 5 BER performance of 16APSK with different radius ratio demapping algorithm

以半径比为 2.75 的 16APSK 为例,测试解映射电路的错误性能。具体方式是在 ROM 中存入量化后的 16APSK 调制信号,作为解映射电路的输入;对解映射电路输出结果进行判决;将判决结果与同样存入 ROM 的原始序列进行对比,统计错误个数并输出。解映射电路的测试结果如图 6 所示。为了便于比较,基于同样的量化方式,通过软件仿真测试了所提方法的解映射性能。可以看出,采用相同的量化方式,硬件实现与软件仿真的错误率曲线一致,验证了本文设计的正确性。另一方面,在信噪比为 14.0 dB 时,这两条曲线的 BER 接近,与未经量化的仿真结果(传统方法和本文提出的简化方法)性能接近。因此,在误差允许范围内,简化方法的解映射实现具有与传统 Log-MAP 算法一致的错误性能。

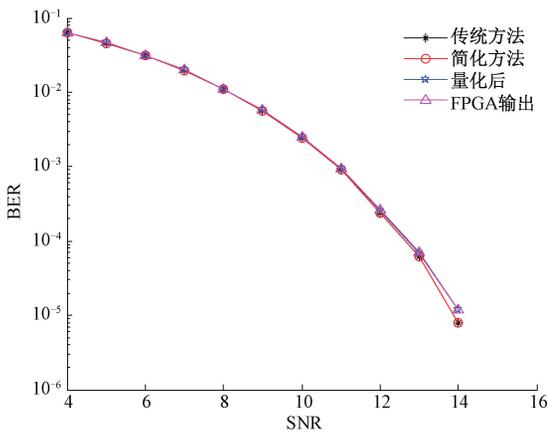


图 6 半径比为 2.75 的 16APSK 解映射 BER 性能曲线

Fig. 6 BER performance of 16APSK with radius ratio of 2.75 demapping algorithm

4.2 复杂度及资源占用分析

从软信息的计算公式出发,通过比较各种算法解映射 1 个符号所需的乘法运算、加法运算及比较运算的次数来衡量所提出解映射方法的计算复杂度。表 5 给出了采用不同算法解映射一个符号所需的计算量,其中 $M = 2^m = 16$ 。采用本文方法,计算 b_0, b_1 对应的比特软信息分别需要 3 次乘法、3 次加法和 5 次比较运算,计算 b_2, b_3 对应的比特软信息分别需要 3 次乘法、2 次加法和 2 次比较运算。可以看出,本文方法进一步减少了乘法、加法和比较的次数。

表 5 解映射 1 个符号的计算复杂度比较

Table 5 The comparison of the computational complexity for demapping one symbol

	Log-MAP	Max-Log-MAP	文献[19]	本文方法
指数	$M+m=20$	0	0	0
乘法	$3M+m=52$	$2M+m=36$	18	12
加法	$3M+(M-2)m=104$	$3M+m=52$	36	10
比较	0	$(M-2)m=56$	15	14

硬件设计时,本文提出的电路架构通过比较器直接判断接收符号所在每比特子星座图的区域,每个区域对应的软信息计算至多需要两个乘法器。考虑星座图的对称性,所设计的电路通过交换接收符号的实部与虚部的方法,仅需两个结构近似的计算模块即可实现 4 个比特软信息的计算,电路更加简洁。每个计算模块采用变化位数的定点小数计算等方法,有效降低了资源使用。就乘法器个数而言,乘法器的复用使所需的乘法器数量进一步减少到 4 个,与基于 Max-Log-MAP 算法的解映射实现^[15]相比,所设计的方法减少了 75% 的乘法器。

经 ISE 14.7 综合后,16APSK 解映射电路的芯片资源利用情况如表 6 所示。可以看出,提出的 16APSK 解映射电路具有较低的资源消耗。

表 6 16APSK 解映射电路资源使用情况

Table 6 Resource utilization of 16APSK demapping circuit

资源名称	已用资源	可用资源	利用率/%
Slice Register	126	18 224	1
Slice LUT	350	9 112	3
Bounded IOB	27	232	11
BUFG/BUFGMUX	3	16	18

5 结 论

APSK 调制技术由于具有较高的频谱效率及鲁棒性而广泛应用于非线性信道传输,但是对于高阶调制,使用传统解映射方法复杂度高,消耗大量的硬件资源。针对这个问题,根据 DVB-S2 标准中 16APSK 调制每比特子星座图的特点,提出了一种基于 Max-Log-MAP 算法的低复杂度解映射方法及相应的电路实现结构。通过统计绘制误比特率曲线和对比仿真结果,证明利用简化方法设计的解映射电路具有与传统 Log-MAP 算法接近的误码性能;复杂度及资源占用分析表明简化方法能大幅度减少 16APSK 解映射所需资源及电路规模。因此,所提出的简化 APSK 解映射方法及电路结构可用于实际通信系统中,在实际应用中能够以较低的复杂度保证传输的可靠性。

参考文献

[1] 杨耀栋, 吴乐南. 相移键控信号的深度神经网络解调器 [J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(4): 144-150.
 YANG Y D, WU L N. Realization of SSAE demodulator of MPPSK communication system [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(4): 144-150.

- [2] 徐兰天. 5G 系统中低延时的 FBMC 调制方法 [J]. 电子测量技术, 2018, 41(5): 123-127.
XU L T. Study on FBMC modulation scheme with low-delay in 5G system [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2018, 41(5): 123-127.
- [3] 陆丽, 雷洁. TCM-16APSK 在通信理论新技术中的应用研究 [J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(5): 59-62.
LU L, LEI J. Research on the TCM-16APSK in communication new technologies [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2014, 33(5): 59-62.
- [4] 马慧, 吴彦鸿, 王宏艳. 低复杂度 LDPC 优化译码算法研究 [J]. 国外电子测量技术, 2018, 37(8): 1-5.
MA H, WU Y H, WANG H Y. Research on low complexity optimization decoding algorithm for LDPC codes [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2018, 37(08): 1-5.
- [5] HOU L, ZHANG C, and BAO H. A new 16APSK mapping scheme for doped BICM-ID systems [C]. *Proceedings of 2018 8th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC)*, IEEE, 2018:7-11.
- [6] LIU Z, XIE Q, PENG K, et al. APSK constellation with Gray mapping [J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(12): 1271-1273.
- [7] SIMONS R N. Link analysis of high throughput spacecraft communication systems for future science missions [C]. *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, IEEE, 2015: 2187-2188.
- [8] 胡梅, 李晓宇, 陈建云. 采样噪声对北斗全球信号测距误差的影响分析 [J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(9): 180-188.
HU M, LI X Y, and CHEN J Y. Ranging error analysis of sampling noise performance based on Beidou global signals [J]. *Journal of Scientific Instrument*, 2019, 40(9): 180-188.
- [9] 吴旭, 范文同, 胡富珍. 基于分布式补偿方法的载波频偏估计算法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(6): 165-170.
WU X, FAN W T, HU F ZH. Carrier frequency offset estimation algorithm based on a distributed compensation method [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2019, 33(6): 165-170.
- [10] XIE Q, WANG Z, YANG Z. Simplified soft demapper for APSK with product constellation labeling [J]. *IEEE Transactions Wireless Communications*, 2012, 11(7): 2649-2657.
- [11] HE D, SHI Y, GUAN Y, et al. Improvements to APSK constellation with gray mapping [C]. *Proceedings of 2014 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, 2014: 1-4.
- [12] 罗清华, 彭宇, 周鹏太, 等. 航空飞行试验新一代网络化遥测技术浅析 [J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(2): 261-270.
LUO Q H, PENG Y, ZHOU P T, et al. Analysis of next generation networking telemetry technology in aeronautical flight test [J]. *Journal of Scientific Instrument*, 2017, 38(2): 261-270.
- [13] ZHANG M, KIM S. Efficient soft demapping for M-ary APSK [C]. *Proceedings of ICTC, IEEE*, 2011: 641-644.
- [14] ERFANIAN J, PASUPATHY S, and GULAK G. Reduced complexity symbol detectors with parallel structure for ISI channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1994, 42(2/3/4): 1661-1671.
- [15] ROBERTSON P, VILLEBRUN E, and HOEHER P. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain [C]. *Proceedings of ICC, IEEE*, 1995: 1009-1013.
- [16] BARUFFA G, RUGINI L. Soft-output demapper with approximated LLR for DVB-T2 systems [C]. *Proceedings of GLOBECOM, IEEE*, 2015: 1-6.
- [17] GUL G, VARGAS A, GERSTACKER W H, et al. Low complexity demapping algorithms for multilevel codes [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(4): 998-1008.
- [18] KANG I W, LEE Y J, KIM Y, et al. Simplified log likelihood ratio calculation in soft ordered successive interference cancellation for multiple-input multiple-output digital video broadcasting-second generation terrestrial receivers [J]. *IET Communications*, 2014, 8(18): 3280-3289.
- [19] WANG Q, XIE Q, WANG Z, et al. A universal low-complexity symbol-to-bit soft demapper [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(1): 119-130.
- [20] KANG I W, SHIN J W, KIM H N. Low-complexity LLR calculation for Gray-coded PAM modulation [J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(4): 688-691.
- [21] KALAMPOUKAS A and PALIOURAS V. A novel algorithm and hardware architecture for low-complexity soft demappers [C]. *Proceedings of MOCAS, IEEE*,

2018; 1-4.

[22] ETSI EN 302 307-1 V1.4.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2 [S]. France: ETSI, 2014.

作者简介



李慧, 2018 年于河北工业大学获得学士学位, 现为天津大学硕士研究生, 主要研究方向为通信电路与系统。

E-mail: hui_li@tju.edu.cn

Li Hui received her B. Sc. degree from Hebei University of Technology in 2018. Now she is a M. Sc. candidate at Tianjin University. Her main research interest includes communication circuits and systems.

彭昱, 2017 年于天津大学获得学士学位, 现为天津大学硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信编码调制技术。

E-mail: 3013204217@tju.edu.cn

Peng Yu received her B. Sc. degree from Tianjin University in 2017. Now she is a M. Sc. candidate at Tianjin University. Her main research interest includes the code modulation technology in satellite



communication.

communication.



韩昌彩(通信作者), 分别在 2003 年和 2006 年于山东大学获得学士学位和硕士学位, 2009 年于北京邮电大学获得博士学位, 现为天津大学副教授, 主要从事无线协作通信、无线传感器网络等方面的研究。

E-mail: cchan@tju.edu.cn

Han Changcai (Corresponding author) received B. Sc. degree and M. Sc. degree from Shandong University in 2003 and 2006, and Ph. D. degree from Beijing University of Posts and Telecommunications in 2009, respectively. Now she is an associate professor at Tianjin University. Her main research interests include wireless cooperative communications and wireless sensor networks.

陈为刚, 2003 年于山东大学获得学士学位, 2008 年于清华大学获得博士学位, 现为天津大学副教授, 主要从事无线传感器网络、信息论与编码技术研究。

E-mail: chenwg@tju.edu.cn



Chen Weigang received his B. Sc. degree from Shandong University in 2003, Ph. D. degree from Tsinghua University in 2008. Now he is an associate professor at Tianjin University. His main research interests include wireless sensor networks, information theory and coding.