

一种 DVB-S2X 标准 16APSK 软解调优化算法^{*}

张厦^{1,2}, 姜泉江¹, 梁广¹, 余金培^{1†}
(1 中国科学院微小卫星创新研究院, 上海 201203; 2 中国科学院大学, 北京 100049)
(2019 年 12 月 30 日收稿; 2020 年 3 月 26 日收修稿稿)

Zhang S, Jiang Q J, Liang G, et al. A soft demodulation optimization algorithm of 16APSK signal for DVB-S2X standard[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2021, 38(5): 660-665.

摘 要 DVB-S2X 标准在 DVB-S2 标准的基础上增加多种高阶 APSK(amplitude phase shift keying)调制方式,其中 16APSK 调制增加 8+8APSK 星座图。主要分析 16APSK 星座图的特点,并提出一种新的软解调优化算法。该算法与 LLR 算法和 Max-log-MAP 算法相比,计算复杂度显著降低。仿真结果表明,优化算法性能损失小,在工程应用中具有较好的实用性。
关键词 DVB-S2X; 8+8APSK; LDPC; 软解调
中图分类号: TN927. 23 **文献标志码**: A **doi**: 10. 7523/j. issn. 2095-6134. 2021. 05. 010

A soft demodulation optimization algorithm of 16APSK signal for DVB-S2X standard

ZHANG Sha^{1,2}, JIANG Quanjiang¹, LIANG Guang¹, YU Jinpei¹
(1 Innovation Academy for Microsatellites, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201203, China;
2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract Multiple high-order APSK modulation schemes are added in the DVB-S2X standard on the basis of the DVB-S2 standard, and an 8+8APSK constellation is added based on the original 16APSK. In this paper, characteristics of a 16-APSK constellation are mainly analyzed, and a new soft demodulation optimization algorithm is proposed. Compared with the LLR algorithm and the Max-log-MAP algorithm, the proposed algorithm has the significantly reduced computational complexity. Simulation results of the three algorithms show that the optimization algorithm is small in performance loss and has good practicability in engineering application.
Keywords DVB-S2X; 8+8APSK; LDPC; soft demodulation

2005 年,第二代数字卫星电视广播标准 DVB-S2 发布,该标准在 DVB-S 的基础上采用新的纠错编码方式 BCH+LDPC,增加新的调制体制 16APSK(amplitude phase shift keying)和 32APSK 以及新的工作模式,即可变编码及调制方式 VCM (variable coding and modulation)和自适应编码方式 ACM(adaptive modulation and coding)等^[1]。通过以上新技术的应用,DVB-S2 能显著改善卫星传输的带宽利用率,并提高传输功率效率。经过十几年的发展,该标准已经成为全球应用最为广泛

^{*} 国家自然科学基金(61601295)、上海市启明星计划(18QA1404000)和国家重点研发计划(2017YFB0502902)资助
[†] 通信作者, E-mail: yujp@microsat. com

的下一代卫星电视广播标准^[2]。

随着数字卫星电视广播行业和其他媒体传输需求的增加,大容量卫星技术的进步和硬件平台的飞速发展,DVB 组织从 2011 年底开始研究 DVB-S2 的扩展标准,并于 2014 年 3 月发布了 DVB-S2X。DVB-S2 标准采用 4 种调制方式:QPSK,8PSK,16APSK 和 32APSK。其中 16APSK 星座图模式为 4+12APSK,32APSK 星座图模式为 4+12+16APSK,16APSK 和 32APSK 在广播服务中属于可选项^[3]。而 DVB-S2X 采用更多高阶的调制方式:BPSK,QPSK,8PSK,8APSK,16APSK,32APSK,64APSK,128APSK 和 256APSK。其中 16APSK 和 32APSK 星座图在 DVB-S2 标准的基础上,增加了 8+8APSK 和 4+8+4+16APSK 星座图,64APSK 为可选项^[4]。DVB-S2X 标准通过引入更高阶的调制方式,进一步提高了现行标准的频谱利用率。

高阶调制技术的采用使得卫星通信系统的传输能力得到极大提高,但是计算复杂度也有很大增加。目前,在实际的卫星接收中,64APSK 及更高的调制方式实现难度极高,降低高阶调制解调方式的计算复杂度成为当前研究热点。DVB-S2X 标准中,高阶调制技术与 LDPC 编译码结合使用,解调不再采用传统的硬解调方式,而是采用软解调方式,即解调端输出编码比特的软信息至译码

器,再由译码器进行硬判决译码。软输出解调器通常采用基于最大对数后验概率准则的对数似然比(log-likelihood ratio, LLR)算法计算高阶调制信号的软输出解调信息,但计算复杂度较高,在卫星硬件平台实现比较困难,因此其简化算法的研究很有实用意义。目前针对 DVB-S2 标准的 16APSK、32APSK 调制信号的软解调算法已经有很多人做过研究^[5-9],但针对 DVB-S2X 标准新采用的调制方式的研究还较少。本文主要研究 DVB-S2X 标准新采用的 8+8APSK 调制方式,并根据星座图的特点提出一种降低计算复杂度的软解调算法。

1 16APSK 星座图描述

DVB-S2X 标准中的 16APSK 调制方式采用 2 种星座图,一种是 4+12APSK 星座图,即由 2 个同心圆组成,内圆含有 4 个星座点,外圆含有 12 个星座点,如图 1(a)所示;另一种是 8+8APSK 星座图,即由 2 个同心圆组成,内圆含有 8 个星座点,外圆含有 8 个星座点,如图 1(b)所示。其中 R_1 代表内圆半径, R_2 代表外圆半径, $\gamma = R_2/R_1$, 不同的编码速率对应不同的 γ 值。DVB-S2X 标准采用的 4+12APSK 星座图相比于 DVB-S2 标准增加了多种编码速率以及多种 γ 值,具体的对应关系见表 1。

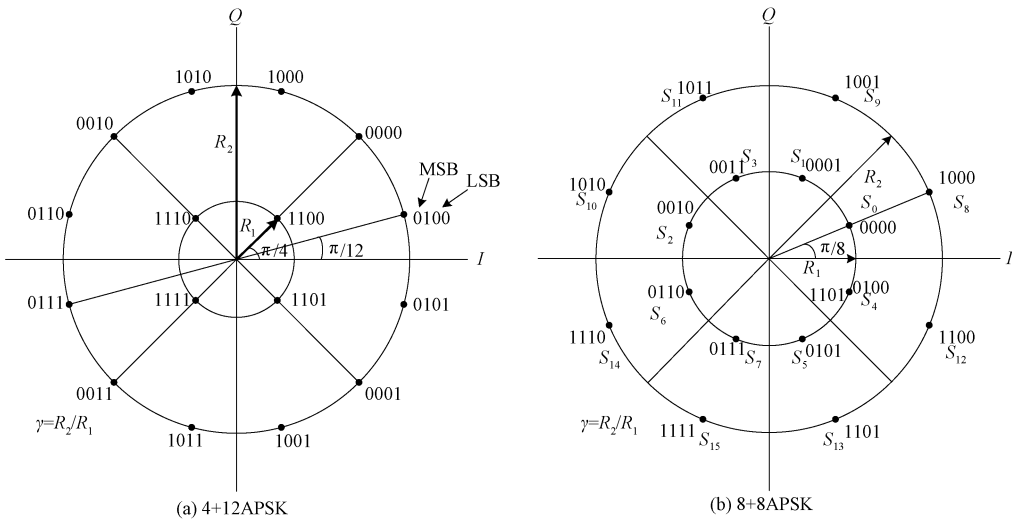


图 1 4+12APSK 星座图和 8+8APSK 星座图

Fig.1 4+12APSK Constellation and 8+8APSK Constellation

DVB-S2X 标准中,8+8APSK 调制方式与 5 种不同的编码速率相结合,分别对应具体的 5 种星座图。其中 3 种编码速率(90/180、96/180、100/

180)相对应的 γ 值如表 2 所示,相位 θ 值如表 3 所示。编码速率为 18/30、20/30,DVB-S2X 标准给出了具体的坐标值,具体星座图坐标参见文献[4]。

表 1 不同码率对应的 γ 值

Table 1 γ corresponding to different code rates			
码长 n_{ldpc}	LDPC 码 标识符	调制/编码 频谱效率	γ
64 800	26/45	2.30	3.70
	3/5	2.39	3.70
	28/45	2.48	3.50
	23/36	2.54	3.10
	25/36	2.77	3.10
	13/18	2.88	2.85
	140/180	3.11	3.60
	154/180	3.42	3.20
16 200	7/15	1.83	3.32
	8/15	2.09	3.50
	26/45	2.27	3.70
	3/5	2.36	3.70
	32/45	2.80	2.85

表 2 $n_{\text{ldpc}} = 64\ 800$ 不同码率对应的 γ

Table 2 γ corresponding to different code rates when $n_{\text{ldpc}} = 64\ 800$			
LDPC 码标识符	调制/编码频谱效率	γ	
90/180	2.00	2.19	
96/180	2.13	2.19	
100/180	2.22	2.19	

表 3 码率 90/180、96/180、100/180 对应的相位角 \varnothing

Table 3 Phase angles \varnothing corresponding to code rates 90/180, 96/180, 100/180					
星座点	R	\varnothing/π			
		$p=q=0$	$p=0, q=1$	$p=1, q=0$	$p=q=1$
0qp0	R_1	1/8	15/8	7/8	9/8
0qp1	R_1	3/8	13/8	5/8	11/8
1qp0	R_2	1/8	15/8	7/8	9/8
1qp1	R_2	3/8	13/8	5/8	11/8

调制器根据如上星座图特性,将编码得到的二进制向量映射到星座点,其中每个信号点对应一个 4 bit 向量 $\{b_3b_2b_1b_0\}$, 其中 $b_3, b_2, b_1, b_0 \in \{0, 1\}$, b_3 表示最高位, b_0 表示最低位。

2 16APSK 解调算法

调制器输出的信号表示为 $s_k = s_I + j \times s_Q$, 调制信号经过高斯白噪声信道,解调器接收到的信号可以表示为

$$r_k = I_k + j \times Q_k.$$

(1)

现在分别对应用比较成熟的硬解调算法、软解调 LLR 算法和 Max-log-MAP 算法进行介绍,并提出简化 Max-log 算法,以期降低计算复杂度。文中解调算法都针对 8+8APSK 星座图。

2.1 硬解调算法

硬解调算法是根据欧式距离来判断信号所处

位置,再根据查找表逐符号判决。该算法首先根据接收信号的振幅 R 判断信号处于内圆还是外圆,再根据接收信号的相位 \varnothing' 判断接收信号具体的星座点。一旦确定接收信号的星座点,使用查找表即可一次性判决 4 bit 符号。具体算法如下:

1) 计算接收信号振幅

$$R = \sqrt{(I_k)^2 + (Q_k)^2}.$$

(2)

2) 计算接收信号相位

$$\varnothing' = \tan^{-1}\left(\frac{Q_k}{I_k}\right).$$

(3)

3) 根据 8+8APSK 查找表进行硬判决。

2.2 软解调算法

软解调算法主要是与 LDPC 编译码和 Turbo 编译码联合使用,将解调器输出的软信息送入译码器,在译码器逐比特硬判决出数字符号 0 或 1^[10]。软解调算法计算每比特符号的概率似然比 LLR,根据似然比进行判决。基于最大后验概率准则,映射比特 b_i 的对数似然比函数定义为

$$\text{LLR}(b_i) = \log \frac{P(b = 0 | r_k)}{P(b = 1 | r_k)}$$

$$= \log \left(\frac{\sum_{S_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|r_k - s_i|^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{S_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{|r_k - s_i|^2}{2\sigma^2}}} \right),$$

(4)

式中: s_i 表示调制后的信号, S_0 表示比特 $b_i = 0$ 的星座点, S_1 表示比特 $b_i = 1$ 的星座点, σ^2 表示噪声方差。

为降低软解调算法的计算复杂度,目前应用比较广泛的是对数似然比算法,以及简化算法 Max-log-MAP。8+8APSK 星座图的 LLR 算法首先计算出每比特的软信息 $\text{LLR}(b_i)$, 具体计算公式如下

$$\text{LLR}(b_3) =$$

$$\log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7}{P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11} + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}},$$

$$\text{LLR}(b_2) =$$

$$\log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11}}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}},$$

$$\text{LLR}(b_1) =$$

$$\log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5 + P_8 + P_9 + P_{12} + P_{13}}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7 + P_{10} + P_{11} + P_{14} + P_{15}},$$

$$\text{LLR}(b_0) =$$

$$\log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6 + P_8 + P_{10} + P_{12} + P_{14}}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7 + P_9 + P_{11} + P_{13} + P_{15}}. \quad (5)$$

分子中的 P_i 代表 $b_i = 0$ 的星座点,分母中的 P_i 代表 $b_i = 1$ 的星座点,其中 $P_i =$

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-\frac{|r_k - s_i|^2}{2\sigma^2}}, i = 0, 1, \dots, 15, \text{表达式中 } s_i \text{ 是调}$$

制后对应的星座点, r_k 是接收到的信号。式(5)中包含较多的对数和指数运算,计算复杂度偏高。为降低计算复杂度,目前应用比较广泛的是 Max-log-MAP 算法^[11]。

Max-log-MAP 算法主要采用式(6)的近似算法,可大大降低 LLR 算法的计算复杂度。由于该算法对系统性能的影响很小,得到了很好的工程应用。

$$\ln(e^x + e^y) = \max(x, y) + \ln(1 + e^{-|x-y|}) \approx \max(x, y). \quad (6)$$

8+8APSK 星座图的 Max-log-MAP 算法计算每比特的软信息 $\text{LLR}(b_i)$ 表示如下

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_3) &= \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7) - \\ &\quad \max(P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}), \\ \text{LLR}(b_2) &= \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}) - \\ &\quad \max(P_4, P_5, P_6, P_7, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}), \\ \text{LLR}(b_1) &= \max(P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13}) - \\ &\quad \max(P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15}), \\ \text{LLR}(b_0) &= \max(P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14}) - \\ &\quad \max(P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15}), \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{其中 } P_i = -\frac{|r_k - s_i|^2}{2\sigma^2}, i = 0, 1, \dots, 15.$$

Max-log-MAP 算法计算复杂度比 LLR 算法降低很多,但对于高阶的调制解调算法,还存在很大的计算量。

2.3 简化 Max-log 算法

文献[12]根据星座图的图形特点并结合 Max-log-MAP 算法对 4+12APSK 做了相关优化,进一步降低了算法的复杂度。本文结合文献[12]的算法思想,对 8+8APSK 解调算法进行优化,并根据 8+8APSK 星座图特有的图形特点,进一步优化算法,提出简化 Max-log 算法,降低计算复杂度。

文献[12]提出的算法主要根据星座图中每比特所具有的特性,先比较该比特对应 16 个星座点的概率值大小,排除概率值较小的星座点,从而

无需计算便可排除一些概率值的计算,降低了计算复杂度。例如对于文献[12]提到的 QPSK, b_1 比特在 $Q \geq 0$ 时, $P_2 \geq P_3, P_0 \geq P_1$, 在 $Q < 0$ 时, $P_2 < P_3, P_0 < P_1$, 所以 $\text{LLR}(b_1)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \text{LLR}(b_1) &= \max(P_0, P_1) - \max(P_2, P_3) \\ &\approx \begin{cases} P_0 - P_2, & Q \geq 0, \\ P_1 - P_3, & Q < 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

根据 8+8APSK 星座图特点,本文提出的简化 Max-log 算法如下:

1) b_0 位判决

如图 2(a)所示, b_0 位信息关于 I 轴、 Q 轴都对称,所以将 b_0 位信息的判决放在第 1 象限进行。第 1 象限中,在直线 $Y=X$ 上方, b_0 均为 1,在直线 $Y=X$ 下方, b_0 均为 0。根据 b_0 位的图形特征,可以判断当 $|r_I| \geq |r_Q|$ 时, $b_0 = 0$, 当 $|r_I| < |r_Q|$ 时, $b_0 = 1$ 。采用软解调 LLR 算法和 Max-log-MAP 算法进行解调时,解调器输出的软信息在译码器是根据软信息的正负性进行硬判决,所以软信息 $\text{LLR}(b_0)$ 可以表示为

$$\text{LLR}(b_0) \approx \text{abs}(r_I) - \text{abs}(r_Q). \quad (9)$$

2) b_1 位判决

如图 2(b)所示,当 $r_I \geq 0$ 时, $b_1 = 0$, 当 $r_I < 0$ 时, $b_1 = 1$, 软信息 $\text{LLR}(b_1)$ 与 r_Q 无关。结合 Max-log-MAP 算法的判决思想,可将软信息 $\text{LLR}(b_1)$ 近似表示为 r_I , 即

$$\text{LLR}(b_1) \approx r_I. \quad (10)$$

3) b_2 位判决

如图 2(c)所示,当 $r_Q \geq 0$ 时, $b_2 = 0$, 当 $r_Q < 0$ 时, $b_2 = 1$, 软信息 $\text{LLR}(b_2)$ 与 r_I 无关。结合 Max-log-MAP 算法的判决思想,可将软信息 $\text{LLR}(b_2)$ 近似表示为 r_Q , 即

$$\text{LLR}(b_2) \approx r_Q. \quad (11)$$

4) b_3 位判决

如图 2(d)所示, b_3 位信息关于 I 轴、 Q 轴都对称。为了降低计算复杂度, b_3 信息的判决可以在第 1 象限进行。此时 $P_i = -\frac{||r_k| - s_i|^2}{2\sigma^2}, i = 0, 1, 8, 9$ 。根据文献[12]的改进算法, $\text{LLR}(b_3) = \max(P_0, P_1) - \max(P_8, P_9)$ 。第 1 象限星座图关于 $Y=X$ 直线对称。由此特点可得,当 $|r_I| \geq |r_Q|$ 时, $P_0 \geq P_1, P_8 \geq P_9$, 当 $|r_I| < |r_Q|$ 时, $P_0 < P_1, P_8 < P_9$ 。故

$$\text{LLR}(b_3) \approx \begin{cases} P_0 - P_8, & |r_I| \geq |r_Q|, \\ P_1 - P_9, & |r_I| < |r_Q|. \end{cases} \quad (12)$$

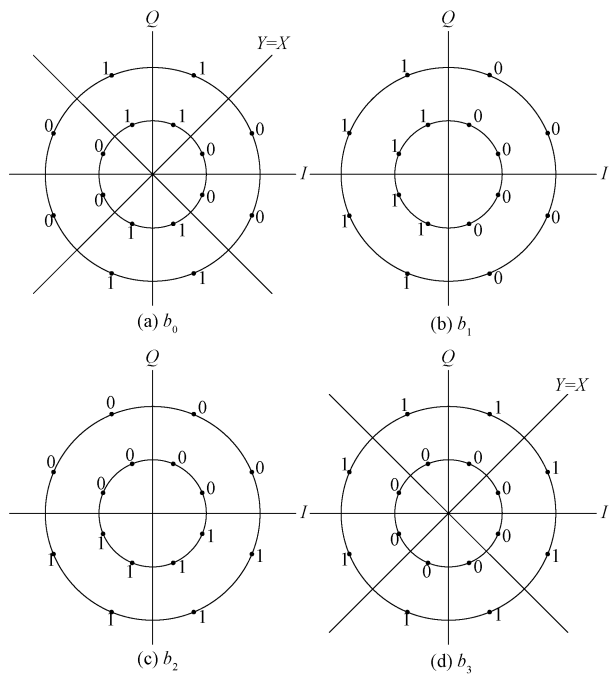


图 2 b_i 位
Fig. 2 b_i bit

综上所述,8+8APSK 星座图软解调简化 Max-log 算法具体表示如下:

- 1) 计算软信息 $\text{LLR}(b_0)$
$$\text{LLR}(b_0) = \text{abs}(r_I) - \text{abs}(r_Q).$$
- 2) 计算软信息 $\text{LLR}(b_1)$
$$\text{LLR}(b_1) = r_I.$$
- 3) 计算软信息 $\text{LLR}(b_2)$
$$\text{LLR}(b_2) = r_Q.$$
- 4) 计算软信息 $\text{LLR}(b_3)$
$$\text{LLR}(b_3) = \begin{cases} P_0 - P_8, & |r_I| \geq |r_Q|, \\ P_1 - P_9, & |r_I| < |r_Q|. \end{cases}$$
- 5) 将计算得到的软信息 $\text{LLR}(b_i), i = 0, 1, 2, 3$ 送入译码端进行译码。

简化 Max-log 算法在计算 b_0 位、 b_1 位、 b_2 位的软信息时是根据星座图的图形特点求解的,并没有复杂的代数运算,相比于文献[12]中的优化算法,计算复杂度进一步降低。

3 仿真分析

设输入信号为随机信号,信道采用加性高斯白噪声信道,LDPC 的码长为 64 800,迭代次数为 50,分别对码率 90/180、18/30、20/30 进行仿真,系统模型如图 3 所示。

通过仿真将简化 Max-log 算法与 LLR 算法、Max-log-MAP 算法、文献[12]算法进行误码性能

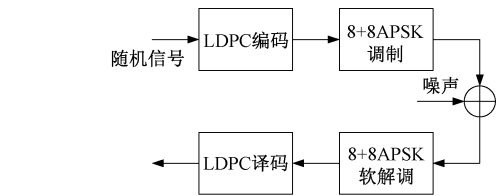


图 3 系统模型
Fig. 3 System model

比较,如图 4 所示。本文简化 Max-log 算法与 LLR 算法、Max-log-MAP 算法、文献[12]算法计算复杂度比较如表 4 所示。由图 4(a)可得,码率为 90/180,当误码率达到 10^{-6} 时,简化 Max-log 算法与 Max-log-MAP 算法相比,有 0.5 dB 编码增益的差距,与 LLR 算法相比,存在 0.7 dB 编码增益的差距,与文献[12]算法相比,存在 0.05 dB 编码增益的差距。由图 4(b)可得,码率为 18/30,当误码率达到 10^{-6} 时,简化 Max-log 算法与 Max-log-MAP 算法相比,有 0.5 dB 编码增益的差距,与 LLR 算法相比,存在 0.8 dB 编码增益的差距,与文献[12]算法相比,存在 0.05 dB 编码增益的差距。由图 4(c)可得,码率为 20/30,当误码率达到 10^{-6} 时,简化 Max-log 算法与 Max-log-MAP 算法相比,有 0.5 dB 编码增益的差距,与 LLR 算法相比,存在 0.7 dB 编码增益的差距,与文献[12]算法相比,存在 0.05 dB 编码增益的差距。

表 4 计算复杂度比较

Table 4 Comparison of computational complexity for 8+8APSK				
解调算法	比较	指数/对数	加法	乘法
LLR	0	16/4	72	128
Max-log	8	0/0	68	64
文献[12]算法	4	0/0	11	35
简化 Max-log 算法	3	0/0	6	16

表 4 中的数据表示每个接收符号 r_k 经过解调器输出 4 bit 软信息 $\text{LLR}(b_i), i = 0, 1, 2, 3$ 时需要进行的计算量。4 种算法计算量的数据是根据 4 bit 软信息 $\text{LLR}(b_i)$ 计算公式中包含的运算符号得到的。由表 4 可得,简化 Max-log 算法与 Max-log-MAP 算法、LLR 算法、文献[12]算法相比计算复杂度有了明显的下降。

4 总结

本文分析 DVB-S2X 标准中的 16APSK 星座图特点,针对 8+8APSK 调制方式提出简化 Max-log 算法,该算法有效降低了计算复杂度,大大节

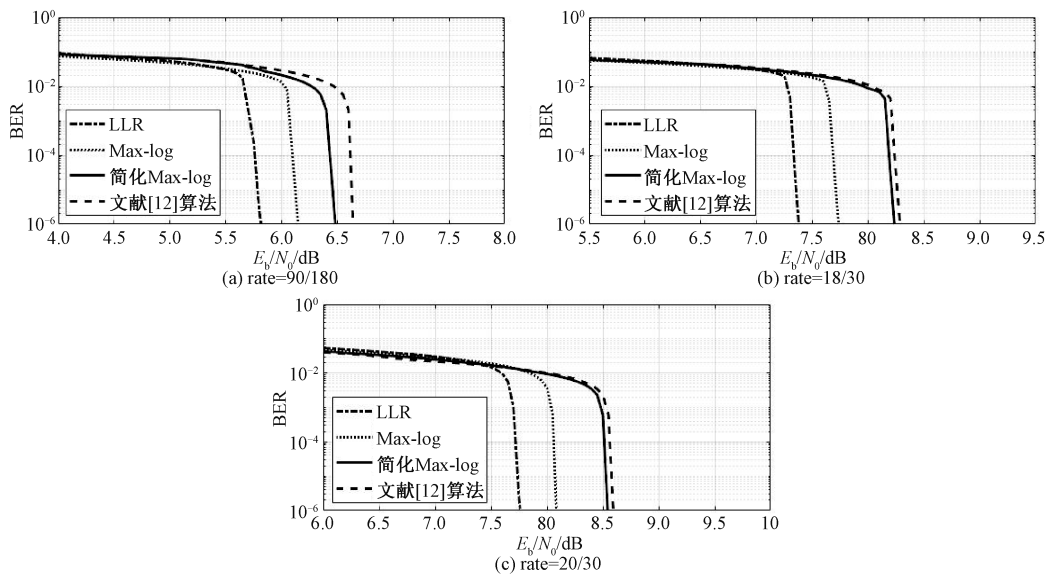


图 4 码率 90/180、18/30 和 20/30 BER 曲线图
Fig. 4 BER performance when code rate=90/180,18/30, and 20/30

省了硬件资源。

与文献[12]算法、Max-log-MAP 算法相比,简化 Max-log 算法的性能下降较小,与 LLR 算法相比,该算法的性能虽然有所下降,但由于简化 Max-log 算法在硬件上容易实现,复杂度显著降低,因此在工程应用中具有很好的实用价值。

参考文献

[1] 卢六翻. DVB-S2X 技术解析[J]. 广播与电视技术, 2014, 41(7): 97-99.
[2] 李远东, 凌明伟. 第三代 DVB 卫星电视广播标准 DVB-S2X 综述[J]. 电视技术, 2014, 38(12): 28-31, 44.
[3] European Telecommunications Standard Institute. 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; EN 302 307-1 V1.4. 1 [S/OL]. (2014-11-01) [2019-12-29]. <https://dvb.org/specifications>.
[4] European Telecommunications Standard Institute. 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 II: S2-Extensions (DVB-S2X); EN 302 307-2 V1.2. 1 [S/OL]. (2014-11-01) [2019-12-29]. <https://dvb.org/specifications>.
[5] Cho K, Hyun K, Yoon D, et al. An approximated soft decoding algorithm of 16-APSK signal for DVB-S2 [C]//2007 Digest of Technical Papers International Conference on

Consumer Electronics. Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2007: 1-2.
[6] Ali P, Hussain F, Jeong J. A new demapping technique for 16-APSK modulation for digital video broadcasting in AWGN channel [C] // 2008 Third International Conference on Convergence and Hybrid Information Technology. Busan, Korea (South): IEEE, 2008: 9-12.
[7] 段红光, 张源. GMR-1 卫星通信 16-APSK 信号软解码算法[J]. 信息通信, 2016(2): 22-24.
[8] Yao E X, Yang S, Jiang W. A simplified soft decision demapping algorithm of 16-APSK signals in AWGN channels [C] // 2010 Second International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing. Wuhan, China: IEEE, 2010: 103-106.
[9] Zhang J J, Zhu L D, Guo Y T, et al. A new method of demodulation for 16APSK/32APSK [C] // Proceedings of 2012 5th Global Symposium on Millimeter-Waves. Harbin, China: IEEE, 2012: 477-481.
[10] 许大正, 刘爱军. DVB-S2 标准中联合 LDPC 译码的 16-APSK 星座迭代软判决算法研究[J]. 宇航学报, 2011, 32(3): 634-639.
[11] Allpress S, Luschi C, Felix S. Exact and approximated expressions of the log-likelihood ratio for 16-QAM signals [C] // Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 2004: 794-798.
[12] Park J W, Ryu C D, Sunwoo M H, et al. Simplified soft-decision demapping algorithm for DVB-S2 [C] // 2009 International SoC Design Conference (ISOCC). Busan, Korea (South): IEEE, 2009: 444-447.