

基于高性能编码调制映射的 联合解调译码方法

侯 磊, 张 灿, 高绍帅, 陈德元

(中国科学院大学电子电气与通信工程学院, 北京 101408)

摘 要: 对于功率受限的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道, 当具有高斯分布的信号作为信道输入时, 信息传输性能接近信道容量. 为了传输性能接近容量限, 本文采用优化的非均匀排布 APSK (Amplitude Phase Shift Keying) 星座取代传统的多维 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 调制星座图, 利用二进制交换算法(Binary Switching Algorithm, BSA) 进行星座图的反馈后哈姆尼克均值优化, 设计了一种新型的“4 + 12F-APSK”非均匀排布的星座映射方案, 并与 BICM-ID (Bit Interleaved Coded Modulation-Iterative Decoding) 解调译码相结合, 提出了基于高性能编码调制映射的联合解调译码方法, 有效地解决了接近信道容量限的联合解调译码的难题. 实验结果表明, 在瑞利衰落信道误比特率在 10 的 -5 次方量级时, 该方法比传统的 MSEW (Maximum Squared Euclidean Weight), GRAY, SP (Set Partitioning) 三种矩形 QAM 调制方案的译码性能至少改善 0.6 dB; 在 AWGN 信道误比特率在 10 的 -3 次方量级时, 该方法比传统的 MSEW 和 GRAY 映射至少改善 0.3 dB. 同时, 与其他 16APSK 映射方案相比, 该方法无论是在瑞利衰落信道还是在 AWGN 信道条件下, 在相同的误比特率量级上, 都具有 1 dB ~ 2 dB 的译码性能增益, 有效地逼近了传输容量限. 该方法在移动通信和电视广播通信等资源有限网络中具有广泛的应用前景.

关键词: 非均匀排布 APSK 星座; 映射方案优化; 迭代-比特交织编码调制; 联合解调译码

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)09-2194-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.09.021

A Joint Demodulation and Decoding Method Based on High-Performance Code-Modulation Mapping

HOU Lei, ZHANG Can, GAO Shao-shuai, CHEN De-yuan

(School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 101408, China)

Abstract: Over a power-limited additive white Gaussian noise channel (AWGN), the transmission performance can achieve the channel capacity when the input follows Gaussian distribution. Therefore, this paper found a promising ununiform-APSK (Amplitude Phase Shift Keying) constellation mapping “4 + 12F-APSK” which is optimized by the binary switching algorithm (BSA) using Harmonic mean after feedback to be the cost function, and presented a joint demodulation and decoding method based on high-performance code-modulation mapping to approach the channel capacity efficiently. In BICM-ID (Bit Interleaved Coded Modulation-Iterative Decoding), simulation results show that, in Rayleigh fading channel at BER (Bit Error Rate) of ten to the negative five, the proposed method outperforms the traditional rectangle 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) mapping as MESW (Maximum Squared Euclidean Weight), GRAY and SP (Set Partitioning) by 0.6 dB at least; in AWGN channel at BER of ten to the negative three, this number is 0.3 dB compared with MSEW and GRAY mapping. Moreover, both in Rayleigh and AWGN channels, the proposed method has 1 dB ~ 2 dB performance gain compared with the other ununiform-16APSK mappings. It has a wide range of applications in resource limited networks such as mobile and broadcast communication.

Key words: non-uniformly spaced APSK constellation; mapping optimization; BICM-ID; joint demodulation and decoding

1 引言

相比于传统的矩形 QAM 调制,APSK 调制由于其对于非线性失真有良好的抵抗性,成为了资源受限网络传输信道中一种很有吸引力的多维调制方案. 如果输入信道的信号遵从高斯分布,对于加性高斯白噪声信道(AWGN)和瑞利衰落信道传输性能就能接近其信道容量限^[1]. 与星座点均匀排布的传统矩形 QAM 星座映射方案相比,非均匀排布的 APSK 星座优化映射方案使得输入信道信号更加接近于高斯分布,从而带来更高的成形增益(shaping gain),能进一步提升系统传输的信道容量.

本文利用的另一个技术是迭代-比特交织编码调制(BICM-ID). 1982年, Ungerboeck 首次将信道编码与调制联合优化,提出了网格编码调制(Trellis Coded Modulation, TCM)^[2]. 由于 TCM 面对信道衰落的抵抗能力不足,1992年, Zehavi 提出了比特交织编码调制系统^[3]. 1997年, Xiao Dong Li 和 Ritcey 将 Turbo 码的迭代方法引入 BICM, 提出了迭代-比特交织编码调制系统(BICM-ID)^[4], BICM-ID 通过合适的星座映射,能够同时适用于高斯信道和瑞利衰落信道,最大程度地提高系统频谱效率,得到接近信道容量的译码性能,受到了通信界的广泛关注. 由于高阶调制下寻找良好的映射方案复杂度较高,低复杂度高阶编码调制的优化设计方法是通信界一直关注的研究方向^[5-8].

现有的 BICM-ID 系统大多采用均匀排布矩形 QAM 星座映射,根据不同的准则来对映射方案进行优化,如相邻点错误最小的格雷映射,增大子集信号点最小欧氏距离的分集映射(SP),最大均方欧式权重的 MSEW 映射等. 但由于 QAM 星座相比于 APSK 星座图无法使输入信号更接近高斯分布带来成形增益,故不能让系统性能更加接近信道容量. 所以本文将 APSK 星座调制与 BICM-ID 系统相结合,提出基于高性能编码调制映射的联合解调译码方法,与传统矩形 QAM 映射方案和其他两种 16APSK 映射方案比较,本方法在 AWGN 信道和瑞利衰落信道中均取得了更接近信道容量的译码性能.

2 APSK 星座映射与 BICM-ID 系统

下面简要介绍 APSK 星座映射与非均匀 APSK 调制的 BICM-ID 系统.

2.1 APSK 星座映射

本文优化的 APSK 的星座图由 L 个同心圆组成,每个圆上有等间隔的 PSK 信号点,(1)式给出了 APSK 星座图的通式:

$$X = \begin{cases} r_1 e^{j(\frac{2\pi}{n_1}i + \theta_1)}, & i = 0, \dots, n_1 - 1 (\text{ring } 1) \\ r_2 e^{j(\frac{2\pi}{n_2}i + \theta_2)}, & i = 0, \dots, n_2 - 1 (\text{ring } 2) \\ \dots \\ r_L e^{j(\frac{2\pi}{n_L}i + \theta_L)}, & i = 0, \dots, n_L - 1 (\text{ring } L) \end{cases} \quad (1)$$

这里 $l = 1, \dots, L$, r_l 是第 l 个圆的半径, n_l 为第 l 个圆上排布的星座点数, θ_l 是第 l 个圆上的相位偏移,用 $n_1 + n_2 + \dots + n_L$ -APSK 来表示这样的星座图结构. 显然,可以将相位偏移和各圆的半径用相对值来表示,定义 $\varphi_l = \theta_l - \theta_1$ ($l = 1, \dots, L$) 为第 l 个圆相对于最内圆的相位偏移, $\rho_l = r_l / r_1$ ($l = 1 \dots, L$) 为第 l 个圆的相对半径. 要注意的是,设计星座图时要对符号功率进行归一化处理,即 $E_s = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^L n_l r_l^2 = 1$ (M 是星座图中信号点的总数,也就是调制阶数). 由各圆相对半径,则可以根据功率归一化条件,具体计算出各个圆的半径.

根据式(1),图 1 分别给出了 DVB 标准的“4 + 12D-APSK”映射方案^[9]的和“4 + 4 + 8E-APSK”映射方案^[1]两种 16APSK 映射方案,两个映射标识的命名来源于 DVB 标准和参考文献^[1]的首字母. 文献^[10]对 APSK 星座图进行了一些讨论和总结.

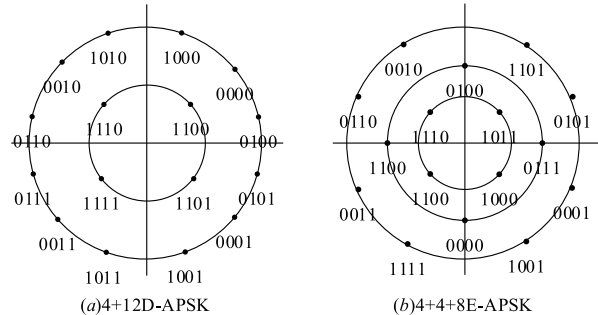


图 1 16APSK 的两种映射方案

2.2 非均匀 APSK 调制的 BICM-ID 系统

上述非均匀 APSK 调制与信道编码相结合是一种有效的优化设计. BICM 是在信道编码器输出和调制器(符号映射)之间加入了一个比特交织器,使得 BICM 中码的分集阶数等于不同比特(而不是信道符号)的最小数目,由此可以区分 TCM 中由并行转移造成了两条网格路径,导致 BICM 相比 TCM 增大了码字的最小汉明距离提升了在衰落信道中的性能. 文献^[4]将 Turbo 码的迭代思想引入 BICM 系统,得到了在 AWGN 信道和瑞利衰落信道性能都比较良好的系统,被称为迭代-比特交织编码系统(BICM-ID).

本文将高性能非均匀排布 APSK 星座映射与 BICM-ID 系统相结合,系统中的卷积码译码采用最大后验概率译码 BCJR 算法^[11],设计了非均匀 APSK 的

由于 DVB 标准^[9]中 16APSK 与 32APSK 的分别采用 $L=2$ 和 $L=3$ 个同心圆,而本文着重研究 16APSK 的情况,则本文的 APSK 调制星座采用内圆 4 点,外圆 12 点的“4 + 12-APSK”双圆结构的非均匀排布的星座图,利用基于式(3.1)的反馈后哈姆尼克均值的 BSA 算法,根据“4 + 12-APSK”非均匀排布星座图设定多次随机初始映射的优化搜索,设计了 $D_b = 2.64322$ 的最佳的“4 + 12F-APSK”星座图(如图 4 所示)。

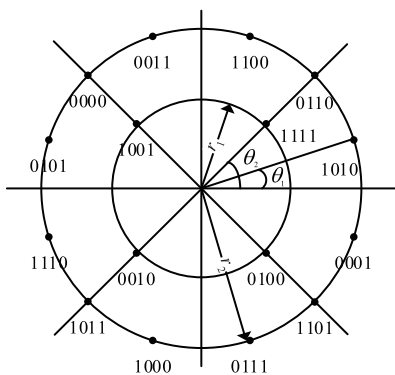


图4 最佳16APSK的“4+12F-APSK”星座图

图中, $\theta_1 = \pi/4, \theta_2 = \pi/6, \rho_2 = r_2/r_1, \varphi_2 = \theta_1 - \theta_2 = \pi/12$. 表 1 给出了在信道容量最优化准则下,各种编码码率条件 R 下的最佳半径比^[9]。

表 1 16APSK 在线性信道中的最佳半径比 ρ ^[9]

星座图排布	码率, R	频谱效率 (bps/Hz)	最佳半径比 ρ
4 + 12-APSK	2/3	2.66	3.15
4 + 12-APSK	3/4	2.99	2.85
4 + 12-APSK	4/5	3.19	2.75
4 + 12-APSK	5/6	3.32	2.70
4 + 12-APSK	8/9	3.55	2.60
4 + 12-APSK	9/10	3.59	2.57

例如采用 3/4 卷积码的 4 + 12-APSK 星座图在 $\rho_2 = r_2/r_1$ 为 2.85 时“4 + 12F-APSK”映射方案得到最佳性能,同时考虑符号功率归一化的限制, $(1/16) * (4 * r_1^2 + 12 * r_2^2) = 1$,可以得到 $r_1 = 0.3984, r_2 = 1.1316$. 在最大化互信息准则下,相位偏移 φ 对性能几乎没有影响,但在最大化最小欧氏距离准则下,最优相位偏移为 $\varphi_i = \pi/n_i$,两者综合考虑,故选择 $\varphi_2 = \pi/12$ ^[10]。

3.2 基于 4 + 12F-APSK 的 BICM-ID 系统的联合解调译码

为了进一步提高接近容量限的性能,将上述设计的最佳“4 + 12F-APSK”同 BICM-ID 系统相结合,设计了基于“4 + 12F-APSK”的 BICM-ID 系统的联合编码框图(如图 5 所示):

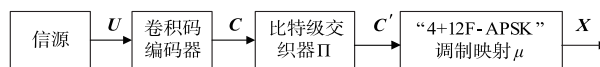


图5 基于“4+12F-APSK”的BICM-ID联合编码框图

信源比特流 $U = (u_1, u_2, \dots, u_j, \dots)$ 送入卷积码编码器进行信道编码,得到编码比特流 C ,随后通过比特级交织器 Π 进行随机交织之后得到 C' ,接着每 m 个比特组成一组 $c_k = (c_k(1), \dots, c_k(m))$,则 $C' = (c'_1, \dots, c'_k, \dots)$,将 c'_k 调制映射到非均匀排布“4 + 12F-APSK”星座图的星座点上,得到接近高斯分布的信道输入信号序列 X ,假设调制映射图对应的映射函数为 μ ,发送信号集合为 Ψ ,则信道符号表示为 $x_k = \mu(c'_k), x_k \in \Psi = \{x_1, x_2, \dots, x_{2^m-1}\}$, x_k 的序列组成 X ,将 X 发送到信道上,其中, c'_k 称为信号 x_k 的标识。

本文采用具有迭代功能的 BICM-ID 的联合解调译码。首先给出接收信号的数学模型,当信道是 AWGN 信道时,接收信号可以表示为 $y = x + n$;当信道为瑞利衰落信道时,接收信号可以表示为 $y = \rho x + n$,式中衰减系数 ρ 服从功率为 1 的瑞利分布.两个信道的噪声 n 是均值为 0 的复高斯噪声,各维度的噪声方差均为 $\sigma^2 = N_0/2E_s, E_s$ 为符号能量,本文中做归一化处理,即令 $E_s = 1$ 。

“4 + 12F-APSK”的 BICM-ID 联合解调译码框图如图 6 所示:

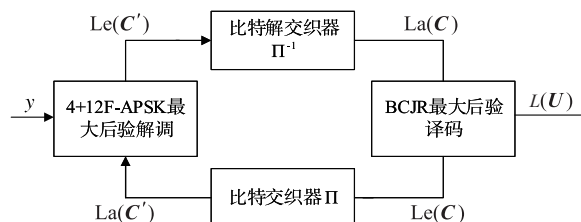


图6 基于“4+12F-APSK”的BICM-ID联合解调译码框图

最大后验迭代解调译码过程如下:

接收到 t 时刻的信号 y_t ,可以得到 t 时刻的信道星座符号 x_t 后验概率,码字的后验概率等于接收符号的后验概率:

$$\Pr(c_t | y_t) = \Pr(c'_t | y_t) = \Pr(x_t | y_t) \quad (3)$$

根据贝叶斯准则,上式可以等价

$$\Pr(c_t | y_t) \sim \Pr(x_t | y_t) = p(y_t | x_t) P(x_t) \quad (4)$$

其中 $p(y_t | x_t)$ 可以由接收信号和信道条件计算得到,接收信道用 $y = \rho x + n$ 通式表示,则 $p(y_t | x_t)$ 表述为:

$$p(y_t | x_t) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left(-\frac{\|y_t - \rho \cdot x_t\|^2}{N_0}\right) \sim \exp(-\|y_t - \rho \cdot x_t\|^2) \quad (5)$$

根据式(4)和(5)可以计算出接收信号对于每个信道符号的后验概率,进而可以计算出 t 时刻信道符号中某一个比特具体为 0 还是 1 的概率,例如:本文的“4 +

12F-APSK”的 16 进制调制中,每个信道符号有 4 个比特, t 时刻接收到 y_t 时,码字符号的第一个比特为 0 的概率为:

$$p(c'_{t,1} | y_t) = \sum_{c'_t \in \chi'_0} p(y_t | c'_t) \cdot p(c'_{t,1} = 0) \cdot \prod_{c'_t \in \chi'_0, m \neq 1} p(c'_{t,m}) \quad (6)$$

集合 χ'_b 表示星座的比特 j 取值为 b ($b=0,1$) 的集合,式(6)可以进一步写成:

$$p(c'_{t,1} = 0) \cdot \sum_{c'_t \in \chi'_0} p(y_t | c'_t) \cdot \prod_{c'_t \in \chi'_0, m \neq 1} p(c'_{t,m}) \quad (7)$$

式(6)两边取对数得到码字符号的第一个比特为 0 的似然函数为:

$$\begin{aligned} L(c'_{t,1} = 0 | y_t) &= \ln(p(c'_{t,1} = 0)) \\ &\quad + \ln\left(\sum_{c'_t \in \chi'_0} p(y_t | c'_t) \cdot \prod_{c'_t \in \chi'_0, m \neq 1} p(c'_{t,m})\right) \\ &= \text{La}(c'_{t,1} = 0) + \text{Le}(c'_{t,1} = 0) \end{aligned} \quad (8)$$

上述结果可以推广到任意时刻的第 j 个比特等于 b ($b=0,1$) 上, t 时刻“4 + 12F-APSK”的星座符号对应的比特 j 的后验概率似然函数 $L(c'_{t,j})$ 为:

$$L(c'_{t,j}) = \ln(\text{Pr}(c'_{t,j} = b | y_t)) \quad (9)$$

其中后验概率 $\text{Pr}(c'_{t,j} = b | y_t)$ 利用贝叶斯准则可以等价:

$$\begin{aligned} \text{Pr}(c'_{t,j} = b | y_t) &\sim \sum_{x_t \in \chi'_b} P(x_t | y_t) \\ &= \sum_{x_t \in \chi'_b} p(y_t | x_t) P(x_t), b=0,1 \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $p(y_t | x_t)$ 可由接收信号计算得到:

$$\begin{aligned} L(c'_{t,j}) &= \ln(p(x_{t,j})) \\ &\quad + \ln\left(\sum_{x_t \in \chi'_b} p(y_t | x_t) \prod_{x_t \in \chi'_b, m \neq j} p(x_{t,m})\right) \\ &= \text{La}(c'_{t,j}) + \text{Le}(c'_{t,j}) \end{aligned} \quad (11)$$

开始迭代时,“4 + 12F-APSK”星座点的 $P(x_t)$ 可以看作是等概的,故先验信息为 0,在之后的迭代过程中,就可以采用卷积码的译码软输出计算得到的各比特先验信息,输出的某比特外信息 $\text{Le}(c'_{t,j})$ 为:

$$\begin{aligned} \text{Le}(c'_{t,j}) &= \ln\left(\sum_{x_t \in \chi'_b} p(y_t | x_t)\right) \\ &\quad + \ln\left(\prod_{x_t \in \chi'_b, m \neq j} p(x_{t,m})\right) \end{aligned} \quad (12)$$

为了方便描述,根据 BCJR 算法^[11]和图 6 中的变量符号参数,式(11)可以写为:

$$L(c_{t,j}) = \text{La}(c_{t,j}) + \text{Le}(c_{t,j}) \quad (13)$$

进一步得到:

$$L(\mathbf{C}) = \text{La}(\mathbf{C}) + \text{Le}(\mathbf{C}) \quad (14)$$

同理,式(3.10)可以得到:

$$L(\mathbf{C}') = \text{La}(\mathbf{C}') + \text{Le}(\mathbf{C}') \quad (15)$$

基于“4 + 12F-APSK”的 BICM-ID 的联合解调迭代

译码就在式(14)和式(15)里反复进行,式(12)计算得到的外信息 $\text{Le}(\mathbf{C}')$ 经过 Π^{-1} 解交织后作为最大后验译码器中 BCJR 算法的先验信息输入 $\text{La}(\mathbf{C})$ 并计算得出 $L(\mathbf{C})$. 通过式(14)得到译码模块的比特外信息 $\text{Le}(\mathbf{C})$, $\text{Le}(\mathbf{C})$ 经过交织之后送入解调模块,作为解调模块的先验信息 $\text{La}(\mathbf{C}')$ 带入式(15)进行计算,通过联合解调译码的数次迭代,最后得到信源的可靠性信息 $L(\mathbf{U})$, 获得最佳译码判决.

4 仿真实验与结果分析

为了验证本文的“4 + 12F-APSK”映射方案对于瑞利衰落信道和加性高斯白噪声信道比正交幅度调制 QAM 映射方案和其他幅度相位键控 APSK 映射方案的解调译码性能,设计了计算机仿真验证实验,信源采用 0 和 1 等概分布的 60 万比特的二进制随机信源,信道编码采用码率为 3/4 的最优卷积码^[17],交织器长度为 4 万,将信道编码之后得到的 80 万比特的数据流分为 200 帧进行传输. 信道模型通过给定信噪比 E_s/N_0 和设定信道符号为单位功率 1,可以得到噪声功率 σ_n^2 ,设计了 0 均值,噪声功率为 σ_n^2 的 AWGN 信道. 同时设计了 $y = \rho x + n$ 的瑞利衰落信道. 译码采用 Log-Map 近似的 BCJR 算法. 为了验证本仿真实验与哈姆尼克均值理论的一致性,表 2 给出了各映射方案由式(2)计算得到的哈姆尼克均值:

表 2 各种映射方案的哈姆尼克均值

映射方案	D_h
GRAY	0.514286
SP	1.11845
MSEW	2.3636
4 + 12G	0.51509
4 + 4 + 8E	0.99699
本文 4 + 12F-APSK	2.64322

下面验证在瑞利衰落信道和 AWGN 信道中,本文的“4 + 12F-APSK”与现存的多维调制映射的性能.

4.1 瑞利衰落信道中本文的 4 + 12F-APSK 与现存 16QAM 和 16APSK 的仿真比较实验

为了验证本文的“4 + 12F-APSK”方法在瑞利衰落信道上与现存 16QAM(图 3(a) ~ (c)^[2,12,13])的性能比较,本文仿真实验如图 7 所示:

图 7 的仿真结果表明,本文的“4 + 12F-APSK”在瑞利衰落信道中性能优于矩形 16QAM 星座图的三个映射,在 BER 为 10^{-5} 时,“4 + 12F-APSK”比 MESW 映射有接近 0.6dB 的性能改善,在 BER 为 10^{-4} 时比 GRAY 和 SP 映射的性能至少改善 2dB.

为了验证本文的“4 + 12F-APSK”在瑞利信道上与

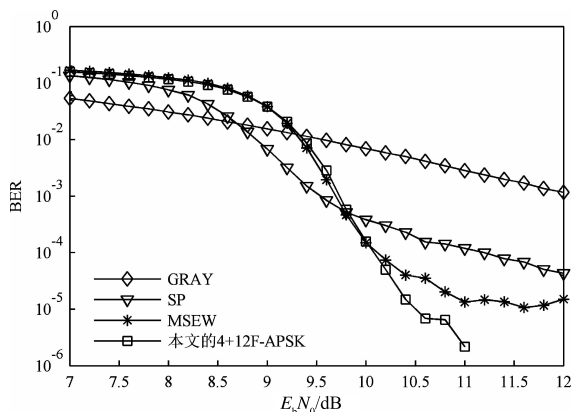


图7 BICM-ID, 瑞利信道“4+12F-APSK”与现存矩形QAM的4次迭代性能比较

现存其他非均匀排布 APSK (图 1 所示^[1,9]) 的性能比较,本文仿真实验如图 8 所示。

从图 8 所示的仿真结果表明,本文的“4 + 12F-APSK”在误比特率为 10^{-4} 量级上,比“4 + 12D-APSK”性能改善了 2.2dB,在误比特率为 10^{-5} 的量级上,比“4 + 4 + 8E-APSK”提升 2dB。

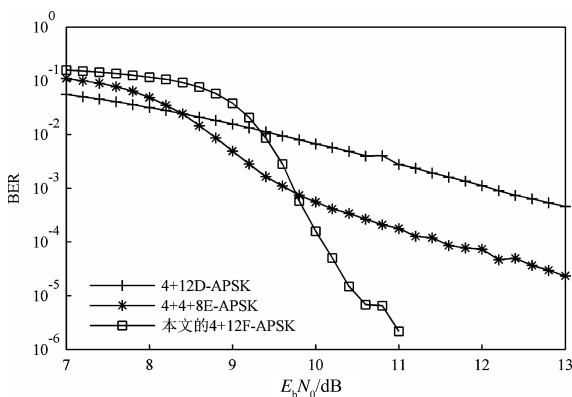


图8 BICM-ID, 瑞利信道“4+12F-APSK”与其他16APSK的4次迭代性能比较

上述两个实验验证了本文的“4 + 12F-APSK”在瑞利衰落信道上比现存的矩形 16QAM 和其他非均匀排布 16APSK 具有优良的联合解调译码性能. 根据表 2 中各个映射的哈姆尼克均值,本文的“4 + 12F-APSK”映射的哈姆尼克均值最优,进一步验证仿真实验与哈姆尼克均值的理论一致。

4.2 AWGN 信道中本文的 4 + 12F-APSK 与现存 16QAM 和 16APSK 的仿真比较实验

为了验证本文的“4 + 12F-APSK”方法在 AWGN 信道上与现存 16QAM (图 3(a) ~ (c))^[2,12,13] 的性能比较,由于 AWGN 信道对传输信号的干扰相比瑞利衰落信道小,因此在较低的 E_s/N_0 时就能达到较好的联合解调译码性能,故 AWGN 信道译码性能曲线所在的 E_s/N_0

区间比瑞利衰落信道要低,本文仿真实验如图 9 所示:

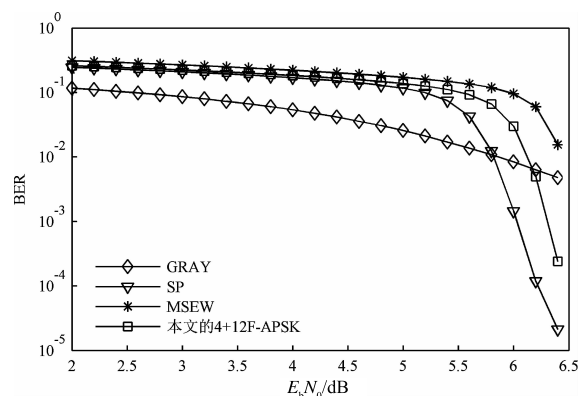


图9 BICM-ID, AWGN信道“4+12F-APSK”与现存矩形QAM的4次迭代性能比较

从图 9 的仿真结果表明,在 AWGN 信道下,本文的“4 + 12F-APSK”在误比特率为 10^{-3} 时,比传统的 MSEW 和 GRAY 至少改善了 0.3dB。

为了验证本文的“4 + 12F-APSK”在 AWGN 信道上与现存其他非均匀排布 APSK (图 1 所示^[1,9]) 的性能比较,本文仿真实验如图 10 所示。

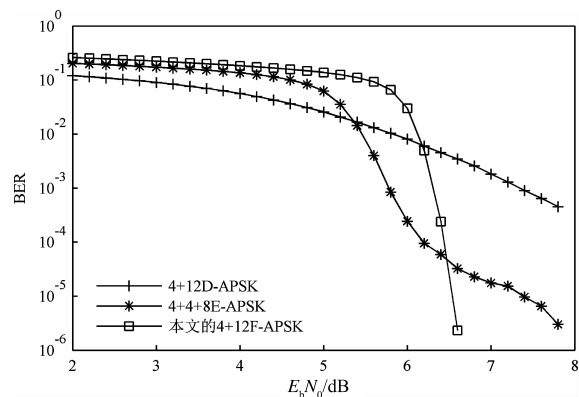


图10 BICM-ID, AWGN信道“4+12F-APSK”与其他16APSK的4次迭代性能比较

从图 10 的仿真结果表明,在 AWGN 信道下,本文的“4 + 12F-APSK”在高信噪比区域有相同的误比特率时,比其他两种 16APSK 至少得到了 1dB 的性能增益。

上述两个实验验证了本文的“4 + 12F-APSK”在 AWGN 信道上比现存的矩形 16QAM 和其他非均匀排布 16APSK 具有优良的联合解调译码性能。

5 结论

本文将 BICM-ID 编码调制系统与非均匀排布 16APSK 星座图相结合,研究了基于高性能编码调制映射的联合解调译码系统. 并设计了一种新型“4 + 12F-APSK”非均匀排布星座,提出了基于高性能编码调制映射的联合解调译码方法,有效改善了解调译码性能. 仿

真结果表明:在瑞利衰落信道误比特率为 10^{-5} 时,比传统矩形 16QAM 译码性能至少改善 0.6dB;在 AWGN 信道误比特率为 10^{-3} 时,比传统矩形 16QAM 译码性能至少改善 0.3dB. 同时,该方法在瑞利衰落信道和 AWGN 信道条件下,在相同的误比特率时,比现有的其他非均匀排布 16APSK 提升了译码性能.

在复杂度上,本文的“4 + 12F-APSK”仅在利用基于反馈后哈姆尼克均值的 BSA 算法时,增加了寻找最佳映射的计算过程,在后来的联合解调译码过程中,没有增加额外的计算复杂度,与其他方法保持一致,保证了本方法的实用性.

参考文献

- [1] Xie Q L, Yang Z X, Song J, et al. EXIT-chart-matching-aided near-capacity coded modulation design and a BICM-ID design example for both gaussian and rayleigh channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62 (3): 1216 – 1227.
- [2] Ungerboeck G. Channel coding with multilevel phase signals [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1982, 28(1): 55 – 67.
- [3] Zehavi E. 8-PSK trellis codes for a Rayleigh fading channel [J]. IEEE Transactions on Communications, 1992, 40(5): 873 – 883.
- [4] Li X, Ritcey J A. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding [J]. IEEE Communications Letters, 1997, 1(6): 169 – 171.
- [5] Navazi H M, Nguyen H H. A novel and efficient mapping of 32-qam constellation for BICM-ID systems [J]. Wireless Personal Communications, 2014, 79(1): 197 – 210.
- [6] 宫丰奎, 葛建华, 王勇, 张楠. 基于 BICM 的高效编码协作方案及性能分析 [J]. 电子学报, 2010, 4(38): 748 – 753. Gong Feng-kui, Ge Jian-hua, Wang Yong, Zhang Nan. A BICM-based CC scheme with high efficiency and its performance analysis [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 4 (38): 748 – 753. (in Chinese)
- [7] Tan J D, Wang Q, Qian C, et al. A reduced-complexity demapping algorithm for BICM-ID systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(9): 4350 – 4356.
- [8] Zou Xuelan, Liu Weiyan, Feng Guangzeng. Applying chaotic maps to interleaving scheme design in BICM-ID [J]. Chinese Journal of Electronics, 2010, 19(3): 521 – 524.
- [9] ETSI EN 302 307-1 V1. 4. 1 (2014-11), 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].
- [10] Gaudenzi R D, Fàbregas A G I, Martinez A, et al. Turbo-coded APSK modulations design for satellite broadband communications [J]. International Journal of Satellite Communications and Networks, 2006, 24(4): 261 – 281.
- [11] Bahl L R, Cocke J, Jelinek F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(2): 284 – 287.
- [12] Caire G, Tarocco G, Biglieri E. Bit-interleaved coded modulation [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(3): 927 – 946.
- [13] Tan J, Stüber G L. Analysis and design of interleaver mappings for iteratively decoded BICM [A]. IEEE International Conference on Communications [C]. New York: IEEE, 2002. 1403 – 1407.
- [14] Chindapol A, Ritcey J A. Design analysis and performance evaluation for BICM-ID with square qam constellations in rayleigh fading channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(5): 944 – 957.
- [15] Schreckenbach F, Gortz N, Hagerauer J, et al. Optimization of symbol mappings for bit-interleaved coded modulation with iterative decoding [J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(12): 593 – 595.
- [16] Liu Z S, Xie Q L, Peng K W, et al. APSK constellation with gray mapping [J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(12): 1271 – 1273.
- [17] Lin S, Costello D J JR. Error Control Coding [M]. NJ: Prentice Hall, 2004.

作者简介



侯 磊 (通信作者) 男, 1987 年 8 月生于贵州贵阳, 中国科学院大学电子信息与工程学院在读博士. 主要研究方向为联合信道调制编译码, 编码调制优化映射.
E-mail: houlei110@mails.ucas.ac.cn

张 灿 女, 1954 年 7 月生于湖南, 中国科学院大学电子电气与通信工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为移动无线通信, 无线网络安全和信号处理.

E-mail: czhang@ucas.ac.cn

高绍帅 男, 1976 年 6 月生于山东德州, 中国科学院大学电子电气与通信工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为无线通信, 视频处理与通信.

E-mail: ssgao@ucas.ac.cn

陈德元 男, 1968 年 2 月生于贵州省金沙县, 中国科学院大学电子电气与通信工程学院副教授. 主要研究方向为信道编码, 联合信源信道编码.

E-mail: chendy@ucas.ac.cn