

# 不等概率可变长符号联合信源信道编码的调制

谢 雨, 涂国防, 张 灿, 高绍帅

(中国科学院大学电子电气与通信工程学院, 北京 100048)

**摘要:** 传统的信源信道编码调制, 都是基于四十年代香农分离理论的比特级和定长符号级解调译码, 采用均匀分布和等概率的星座映射, 在资源受限的无线通信系统中, 难以与动态变化的多径信道相匹配, 不可逾越通信技术发展所面对的可靠性墙和功耗墙等障碍. 本文针对比特级和定长符号级调制/解调译码框架的局限, 将变长信源信道编码与非等概率、优化的非均匀 APSK(Amplitude Phase Shift Keying)调制星座映射相结合, 提出了不等概率可变长符号联合信源信道编码的调制方法. 仿真实验结果表明: 该方法在 10 的 $-5$ 次方量级的符号差错率下, 同现存的符号级 2D-8PSK 方法比较, 至少可获得约 2.5dB 的功率信噪比增益, 同现存的比特级 16APSK 方法比较, 至少可获得约 1.1dB 的功率信噪比增益.

**关键词:** 联合信源信道编译码; 不等概率符号调制; 非均匀星座图映射

**中图分类号:** TN911.3

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2021)12-2372-09

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20200169

## Joint Source-Channel Coding Modulation for Non-Equiprobable Variable-Length Symbols

XIE Yu, TU Guo-fang, ZHANG Can, GAO Shao-shuai

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

**Abstract:** Conventional joint source-channel coded modulation is based on bit-level or fix-length symbol-level demodulation and decoding, derived from Shannon's separation theory in 1940s. Uniform distribution and equiprobable constellation mapping are used, but they are not suitable for dynamic multipath channels. Meanwhile, the assumption of separation theory cannot be satisfied in source limited communication networks, and obstacles such as reliability and power consumption cannot be surmounted faced by the development of communication technology. The limitation of bit-level and fix-length symbol-level modulation/demodulation and decoding is paid attention. By combining variable-length joint source-channel coding with non-equiprobable and optimized unequal APSK(Amplitude Phase Shift Keying) modulation constellation mapping, a method of joint source-channel coding modulation for non-equiprobable variable-length symbols is proposed. The simulation experiments show that the proposed method obtains an SNR(Signal Noise Ratio) gain over 2.5dB compared to the existing symbol-level 2D-8PSK method, and an SNR(Signal Noise Ratio) gain over 1.1dB compared to existed bit-level 16APSK method, under the SER(Symbol Error Rate) of the order of  $-5$  of 10.

**Key words:** joint source-channel encoding/decoding; modulation for non-equiprobable symbols; unequal constellation mapping

### 1 引言

目前通信系统中的信源信道和调制/解调编译码都遵循香农在四十年代创立的分离理论假设前提<sup>[1]</sup>: (1) 对于信源编码和信道编码, 都假定可以容忍无限长的时延(允许编码块长无限); (2) 预先掌握传输信道的统计特性  $P(x)$ ; (3) 带宽、功率无限或多维调制  $M$  无限大.

如果满足上述条件, 信源信道编码和调制/解调可以分离, 局部最优化使编码总体性能达到最优. 根据分离理论, 香农证明了受输入功率  $P$  和带宽限制  $W$  的 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 信道容量的极限是: 错误概率趋向于零时, 每比特信号能量和噪声功率谱密度比  $E_b/N_0 \geq -1.59$ <sup>[1, 2]</sup>.

收稿日期: 2020-02-14; 修回日期: 2020-04-03; 责任编辑: 梅志强

基金项目: 国家自然科学基金(No.61571416, No.61271282); 中国科学院奖励基金(No.2017-06-17)

70 多年来,为了接近信道容量限,各种编译码方法不断涌现. 1993 年 C. Berrou 等人提出了 Turbo 码的新思想<sup>[3]</sup>,采用了香农第三定理中随机性编译码条件,在加性高斯白噪声的信道条件下,仿真实验<sup>[4]</sup>表明码率为 1/2 的 Turbo 码的性能距离香农限只有 0.7dB,但是这个优异性能,是在比特差错率为  $10^{-5}$ ,帧长  $N = 10^7$  个比特的条件下,进行 18 次迭代译码取得的.

1962 年 Gallager 发明了低密度校验码 LDPC (Low Density Parity Check, LDPC) 码<sup>[5]</sup>并在 1999 年由 D. J. Mackay 等人进行了重新开发<sup>[6]</sup>. 仿真实验<sup>[7]</sup>表明,非规则 LDPC 码的性能距离香农限仅仅只有 0.0045dB,但是这个极端优异性能的获得,也是在帧长  $N = 10^7$  个比特、2000 次迭代译码条件下仿真实验的结果.

上述 Turbo 码和 LDPC 码都是根据香农分离理论假设前提设计<sup>[2]</sup>,在大分组数据、大交织器和高斯分布信道的条件下逼近香农限信道容量. 但在移动通信和深空通信等资源受限的小分组数据、小交织器、AWGN 信道和(或)瑞利分布衰落等信道条件下的实时流媒体通信系统,难以获得接近信道容量的优异性能<sup>[8]</sup>. 香农证明了受输入功率  $P$  和带宽限制  $W$  的 AWGN 信道容量的极限是:差错概率趋向于零时,每比特信号能量和噪声功率谱密度的比值  $E_b/N_0 \geq -1.59$ <sup>[8]</sup>. 对任何通信系统要取得这个极限,需要增加功率  $P$ ,或等效于让带宽  $W \rightarrow \infty$ <sup>[8]</sup>,增加功耗对于通信系统的硬件提出进一步要求,增加带宽  $W$ ,使得带宽效率比  $R/W$  减少,逼近信道容量限的联合信源信道编码调制仍是当今资源受限网络具有挑战性的研究课题<sup>[8]</sup>.

为了在资源受限无线通信系统中设计小分组数据、复杂度低又能够逼近信道容量限的实用码,近年来,研究主要集中在两个方向上:首先是将信源编码与信道编码相结合,提出并设计了多种联合信源信道编译码方法;其次是将信道编码与调制星座的优化相结合,提出并设计了多种联合信道与调制编译码. 如 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)<sup>[9]</sup>; 2008 年 R. Maunder, J. 等人提出了逼近信道容量限的低复杂度非规则可变长联合信源信道编译码<sup>[10]</sup>; 2010 年 Tu Guofang 等人利用信源的可变长符号的先验知识,提出了适用于流媒体传输的联合信源信道编译码方法<sup>[11]</sup>. 2011 年 Liu Z 等人提出了联合调制与比特交织的 LDPC 迭代算法,改善了译码性能<sup>[12]</sup>. 2013 年 Q. Xie 等人利用外信息传递图 (Extrinsic Information Transfer chart, EXIT chart) 分析方法,提出了一种逼近信道容量的联合调制和比特交换算法 (Bit Switching Algorithm, BSA)<sup>[13]</sup>. 2013 年 L. Li 等人提出了一种适用于传感器网络的低功率低复杂的联合编译码方法<sup>[14]</sup>. 2014 年 C.

Cheng 等人提出了一种可变长符号级联合信源信道与多维调制的编译码方法,通过自适应可变长编码缩减了调制符号数,同时利用多维编码调制扩大了可变长符号间的自由欧式距离,提高了编码调制增益<sup>[15]</sup>. 2018 年侯磊等人将信源信道编码与调制相结合,建立了编码调制与非均匀的多维星座映射联合优化方程,提出了基于高性能编码调制映射的联合解调译码方法,改善了解调译码性能<sup>[16]</sup>. 本文将可变长信源信道编码调制与非等概率、非均匀星座映射相结合,给出了信源信道编码调制联合优化方程,提出了不等概率可变长符号的联合信源信道编码调制方法,解决了分离理论的比特定长符号编码调制难以与动态变化的信道匹配和难以满足分离理论假设前提的难题,在小分组数据、AWGN 信道条件下,改善了资源受限通信系统的性能.

## 2 不等概率可变长符号的联合信源信道编码调制

在深空通信、移动通信和传感器等无线网络中,受到带宽、功率和时延等限制,不能满足分离理论假设前提,亟待在小分组数据、小交织器和高斯分布和(或)瑞利分布等衰落信道条件下,寻找接近信道容量的资源受限通信网解决途径. 本文提出一种不等概率可变长符号非均匀映射调制的联合信源信道编码的调制系统,系统结构框图如图 1 所示.

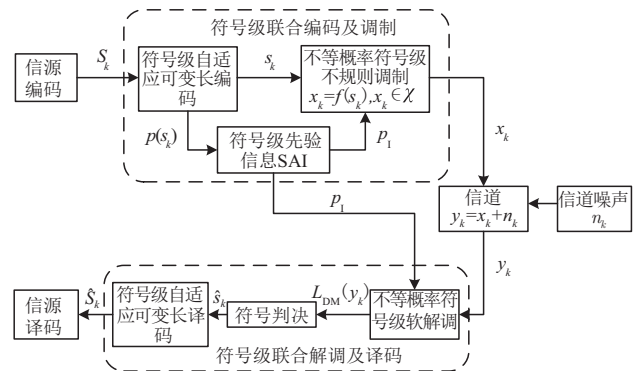


图 1 系统结构框图

在编码端,信源经过适当的信源编码后得到码流  $S = \{S_1, S_2, \dots, S_k, \dots\}$ , 对信源码流  $S$  采用自适应可变长编码得到不等概率符号流  $\{s_1, s_2, \dots, s_k, \dots\}$ ,  $s_k \in \{1, 2, \dots, n, \dots, N\}$  ( $N$  为可变长符号数, 如表 1 所示). 符号  $s_k$  经过与之相适应的不等概率符号级 APSK 调制得到调制序列  $x_k$ , 映射函数  $f$  从 APSK 调制星座点集  $\chi$  中选取信道复信号  $x_k$ , 并将符号  $s_k$  映射到  $x_k$ , 即

$$x_k = f(s_k), x_k \in \chi \quad (1)$$

星座点映射函数  $f$  利用符号先验信息 (SAI, Source A priori Information)  $p_i$  获得.

调制序列  $x_k$  通过传输信道后,接收端接收序列为

$$y_k = \rho_k \sqrt{E_s} x_k + n_k \quad (2)$$

其中  $\rho_k$  为信道衰减,  $E_s$  为符号功率,  $n_k$  为加性噪声. 简洁起见, 不考虑多径、衰落等复杂场景, 本文中假设信道为加性高斯白噪声信道(AWGN), 因此  $\rho = 1$ ,  $E_s = 1$ ,  $n_k$  服从均值为 0、方差  $\sigma^2 = N_0/(2E_s)$  的高斯分布, 上式可简化为

$$y_k = x_k + n_k \quad (3)$$

译码端使用优化的符号级软解调/译码方式, 获得软判决信息  $L_{DM}(y_k)$ , 同时利用符号先验信息  $p_1$  进行译码, 得到低复杂度、高编码增益的译码序列  $\hat{s}_k$ . 最后, 译码序列  $\hat{s}_k$  输入自适应可变长编解码器, 得到最终的译码信息  $\hat{S}_k$  (如图 1 所示).

### 3 可变长符号不等概率非均匀 APSK 星座图映射

#### 3.1 可变长符号编码方法

音视频等流媒体压缩编码采用可变长编码, 来提高压缩编码效率. 当比特流出现错误后, 可变长符号比特流不可解码, 导致错误在帧内扩散; 解码端直接采用联合信源信道可变长符号级解码方法, 由于码字符号过多(CCSDS IDC、MPEG 等标准均有 100 多个符号)引起复杂度会随着码字符的个数增加呈线性增长. 针对这两个问题, 利用信源编码所产生的二进制码流的特点, 文献[17]提出了一种联合信源信道可变长符号级图像和视频游程编码算法, 将码字符数减少到有限个数, 从而极大地降低后续的符号级联合信源信道解码算法的复杂度. 在编码端, 将信源编码输出码流再进行联合自适应可变长编码, 减少了信源码流的码字符号个数(如 CCSDS IDC 标准压缩编码输出码流经过联合自适应可变长编码后, 仅有 12 个可变长符号, 如表 1 所示), 降低了解码复杂度, 提高了通信系统的传输性能. 在解码端, 采用联合信源信道可变长符号级解码算法进行译码(如图 1 所示). 该方法适用于语音、图像、视频等多媒体传输系统.

如图 1 中的信源编码和联合自适应可变长编码, 图像经过 CCSDS IDC 标准压缩编码(信源编码)后, 产生的二进制码流连“0”比特和连“1”比特具有优异的统计特性, 对二进制比特流进行自适应可变长编码, 得到  $N = 12$  个变长符号, 变长符号及参数如表 1 所示. 变长编码码字平均码长  $l_{av} = 2.1729$  比特/符号. 可变长符号概率为  $p_n = p(n)$ ,  $p_1 = \{p_1, p_2, \dots, p_n, \dots, p_N\}$  即符号先验信息, 后续星座图映射和解调利用可变长符号的概率  $p_1$  (如图 1 所示)改善系统性能.

可变长符号的概率由大到小排列, 近似呈指数衰

表 1 12 个不等概率可变长符号编码及参数

可变长符号序号	概率分布 $p_1$	可变长编码码字 $n$	可变长编码码长 $l_n$
1	0.4926	0	1
2	0.2428	10	2
3	0.1122	110	3
4	0.0572	11111	5
5	0.0305	11100	5
6	0.0163	111100	6
7	0.0155	111011	6
8	0.0153	111010	6
9	0.0082	1111010	7
10	0.0050	11110111	8
11	0.0028	111101101	9
12	0.0016	111101100	9

减. 从表 1 概率分布分析, 经过联合自适应可变长编码的符号具有随机性, 实现与无线信道多径信道相匹配, 减少了码间干扰, 提高了系统的性能. 表 1 所示的自适应可变长编码方法不仅适用于 CCSDS IDC 标准编码后的二进制码流, 也适用于其他流媒体信源编码标准(如 JPEG2000 和 MPEG 等)编码后二进制码流的联合自适应可变长编码<sup>[15]</sup>.

#### 3.2 不等概率可变长符号的非均匀 APSK 星座图

传统通信系统的等概率符号星座映射调制, 在资源受限的通信系统中难以与动态变化的多径信道相匹配, 信道容量不能达到香农限. 表 1 中  $N = 12$  个不等概率可变长符号, 根据变长符号非等概率分布  $p_1$ , 概率 ( $p_n$ ) 大的星座点间具有大的欧氏距离, 概率 ( $p_n$ ) 小的星座点间具有小的欧氏距离, 使得平均欧氏距离最大的原则, 设计了变长信源信道编码调制与非均匀星座映射图, 从而使输入信道的信号接近高斯分布, 抗干扰性强, 提升信道容量的成形增益(shaping gain)<sup>[16]</sup>, 研究并提出了不等概率非均匀优化的 APSK 映射方法.

传统的 M-APSK 信号点集  $\chi$  可以用通式(4)表示:

$$\chi = \begin{cases} r_1 \exp(j(\frac{2\pi}{n_1} R_1 + \theta_1)), R_1 = 0, \dots, n_1 - 1 \\ r_2 \exp(j(\frac{2\pi}{n_2} R_2 + \theta_2)), R_2 = 0, \dots, n_2 - 1 \\ \vdots \\ r_R \exp(j(\frac{2\pi}{n_R} R_R + \theta_R)), R_R = 0, \dots, n_R - 1 \end{cases} \quad (4)$$

其中  $r_r$  为第  $r$  个圆周的半径,  $n_r$  为第  $r$  个圆周的信号点数,  $\theta_r$  为第  $r$  个圆周上偏移相位 ( $r = 1, 2, \dots, R$ ),  $M = n_1 + n_2 + \dots + n_R$  为总信号点数, 我们常将这样的星座图称作  $n_1 + n_2 + \dots + n_R$ -APSK. 参数  $\gamma_r = r_r/r_1$  可以描述每圈信号幅度的相对大小.

常规 M-APSK 调制方式仅针对 2 的幂次个符号进行调制,以 16APSK 为例,一种典型的 4+12-APSK 星座点排布形式<sup>[18]</sup>如图 2 所示.

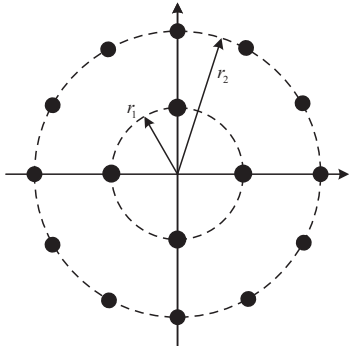


图 2 一种典型的 4+12-APSK 星座点排布

星座点以内外两圈方式排布,对应  $M=16, R=2, n_1=4, n_2=12$ ,星座点集

$$\chi = \{r_1, r_1 e^{j\frac{2\pi}{4}}, r_1 e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot 2}, r_1 e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot 3}, r_2, r_2 e^{j\frac{2\pi}{12}}, r_2 e^{j\frac{2\pi}{12} \cdot 2}, \dots, r_2 e^{j\frac{2\pi}{12} \cdot 11}\} \quad (5)$$

图 2 所示的 4+12-APSK 星座点应用于 TCM、BICM-ID 等比特级等概率符号联合信源信道编译码<sup>[19-22]</sup>. 针对不等概率可变长符号,本文设计了一种特殊符号数的 12APSK 星座图(如图 3 所示),在此星座图基础上,提出了不等概率可变长符号联合信源信道编码的调制方法.

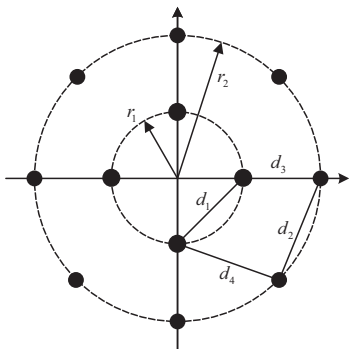


图 3 12APSK 非均匀星座图

如表 1 所示是通过 CCSDS IDC 标准信源编码后,再经自适应可变长编码,对概率大的符号(最常出现的符号)采用短变长编码码字(如表 1 中的符号 1 和符号 2),概率小的符号(不常出现的符号)采用长变长编码码字(如表 1 中的符号 11 和符号 12),将码字从 100 多个缩减到 12 个不等概率符号<sup>[17]</sup>. 根据  $N=12$  个可变长符号概率,率先采用内圈 QPSK、外圈 8PSK 的非均匀星座点映射,根据最小平均欧式距离最大的原则,设计了星座点集

$$\chi = \{r_1, r_1 e^{j\frac{2\pi}{4}}, r_1 e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot 2}, r_1 e^{j\frac{2\pi}{4} \cdot 3}, r_2, r_2 e^{j\frac{2\pi}{8}}, r_2 e^{j\frac{2\pi}{8} \cdot 2}, \dots, r_2 e^{j\frac{2\pi}{8} \cdot 7}\} \quad (6)$$

确定星座图外圈与内圈半径比值  $\gamma = r_2/r_1$ , 计算相邻星座点间的欧式距离,表 2 列出了相邻星座点间距离的表达式.

当图中外圈与内圈半径比值  $\gamma = 2.414$  时,功率归一化后的最小欧式距离  $d_{\min} = 0.6628, d_1 = d_3 = d_{\min}, d_2 = 0.8660 > d_{\min}, d_4 = 0.9528 > d_{\min}$ , 最小欧氏距离达到最大,此时星座点间平均欧氏距离  $d_{av} = 1.2659$ . 12APSK 内外圈星座点间距离不和两个概率最小( $p_{11}, p_{12}$ )对应符号安排在 QPSK(概率大对应常出现的符号,概率小对应于不常出现的符号)内圆星座点,而将其他 8 个符号根据概率大小安排在外圆的 8PSK 星座点上(见表 3),使平均最小欧氏距离最大,通过不等概率符号内外圈星座点间映射,提供了重要(概率大)的符号( $p_1, p_2$ )重点差错保护,同时能够为不等概率符号提供不同的差错保护.

表 2 相邻星座点距离表达式

相邻星座点距离	距离表达式
$d_1$	$\sqrt{2} r_1$
$d_2$	$2\sin(\pi/8)r_2$
$d_3$	$r_2 - r_1$
$d_4$	$\sqrt{(\frac{1}{\sqrt{2}}r_2 - r_1)^2 + (\frac{1}{\sqrt{2}}r_2)^2}$

### 3.3 不等概率符号非均匀 APSK 星座图优化映射方法

根据图 1 和表 1 可变长符号表,信源符号  $S_k$  经过联合自适应可变长编码得到非等概率的可变长符号调制符号序列  $\{s_1, s_2, \dots, s_k, \dots\}, s_k \in \{1, 2, \dots, n, \dots, N\} (N=12)$ , 将符号  $s_k$  的概率  $p(s_k = n)$  记作  $p_n$ , 则  $s_k$  的非等概率分布符合  $p_1 = \{p_1, p_2, \dots, p_n, \dots, p_N\}$ , 且  $\sum_{n=1}^N p_n = 1$  (如表 1 所示). 根据非等概率分布  $p_1$  和映射函数  $x_k = f(s_k)$ , 将  $N=12$  个不等概率符号  $s_k, s_k \in \{1, 2, \dots, N\}$  映射到欧氏距离不等的  $N=12$  个星座点  $x_k, x_k \in \chi$  上,使得概率( $p_n$ )大的符号对应于大的欧氏距离,概率( $p_n$ )小的符号对应于小的欧氏距离,遵循平均欧氏距离最大的原则,来确定非均匀映射优化方程.

从接收信号出发,导出不等概率符号非均匀映射优化方程. 接收信号:

$$\begin{aligned} y_k &= x_k + n_k \\ &= f(s_k) + n_k \\ &= g(s_k) \end{aligned} \quad (7)$$

由 Bayers 公式

$$p(s_k|y_k) = \frac{p(y_k|s_k) \cdot p(s_k)}{p(y_k)} \quad (8)$$

发送端发送符号  $s_k = n$  (记作  $s_k^n$ ), 接收端接收符号  $y_k = g(s_k = m)$  (记作  $g_k^m$ , 其中符号  $m \in \{1, 2, \dots, N\}$ ) 的后验概率为:

$$p(s_k^n|y_k = g_k^m) = \frac{p(y_k = g_k^m|s_k^n) \cdot p_n}{p(y_k = g_k^m)} \quad (9)$$

其中  $p_n = p(n)$ ,  $p(n) \in p_1$ ,  $n \in \{1, 2, \dots, N\}$  为符号  $n$  的先验概率.

则符号似然比

$$\lambda_n(n, m) = \frac{p(s_k^n|y_k = g_k^m)}{p(s_k^m|y_k = g_k^m)} \quad (10)$$

将式(8)及式(9)代入, 可得

$$\lambda_n(n, m) = \frac{p(y_k = f_k^n + n_k|x_k = f_k^n) \cdot p_n}{p(y_k = f_k^m + n_k|x_k = f_k^m) \cdot p_m} \quad (11)$$

其中  $f_k^n = f(s_k = n)$  为映射函数,  $p_m = p(m)$  为接收符号  $m$ ,  $m \in \{1, 2, \dots, N\}$  的先验概率. 又本文考虑 AGWN 信道, 噪声  $n_k$  服从均值为 0,  $\sigma^2 = N_0/(2E_s)$  的高斯分布, 则

$$\lambda_n(n, m) = \exp\left\{-\frac{1}{\pi N_0} (\|f_k^n - f_k^m\|^2 - 2\|n_k\| \|f_k^n - f_k^m\|)\right\} \cdot \frac{p_n}{p_m} \quad (12)$$

对式(12)取自然对数, 得到对数似然比

$$L_n(n, m) = \ln \lambda_n(n, m) \quad (13)$$

则整体误码率信息

$$L = \sum_{n=1}^N \sum_{m=n+1}^N L_n(n, m) \cdot p_n \quad (14)$$

可用作译码误码率的衡量标准.  $L$  和误码率结果成负相关, 为使整体误码率降低, 希望

$$L_{\max} = \max \sum_{n=1}^N \sum_{m=n+1}^N L_n(n, m) \cdot p_n \quad (15)$$

近似可得

$$L_{\max} \sim \max_f \sum_{n=1}^N \sum_{m=n+1}^N \|f_k^n - f_k^m\|^2 \cdot p_m \quad (16)$$

即不等概率符号的星座图最优映射是使得方均欧式距离

$$\begin{aligned} d_{\text{av}}^2 &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=i+1}^N p(i) \|x_i - x_j\|^2 \\ &= \sum_{i=1}^N p(i) \sum_{j=i+1}^N \|f(s_i) - f(s_j)\|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

达到最大, 即

$$d_{\text{av\_max}}^2 = \max_j \sum_{i=1}^N p(i) \sum_{j=i+1}^N \|f(s_i) - f(s_j)\|^2 \quad (18)$$

由式(18)可见, 概率  $p_n$  越大, 对应的符号间的欧氏距离越大, 统计欧氏距离期望值越大, 即大概率符号

(常出现的符号)对应星座点的欧式距离大, 出错概率小, 得到了有效的保护; 小概率符号(很少出现的符号)对应星座点的欧式距离小, 出错的概率大, 使得整体平均欧氏距离最大, 实现了在资源受限的通信系统中与多径信道匹配, 提高了逼近信道容量的性能.

12个星座点对应的星座图映射方式数量约等于12! (相当于为  $4.8 \times 10^8$ ) 的数量级. 为了降低优化信号空间星座图映射的计算复杂度, 利用圈形 M-APSK 信号空间星座图和矩形 QAM 信号空间星座图中星座点具有两两对称的几何分布特性, 采用星座点分组方式, 能够有效降低复杂度, 使得局部最小欧氏距离较大, 进而满足整体平均欧氏距离较大原则, 来优化设计信号空间星座图中星座点映射方法.

将概率依次递减的可变长符号集按照顺序分为两两一组, 见图4.



图4 符号集分组

将两两分组的符号集成对进行星座图映射, 以相对较低的复杂度获得接近最优的映射方式, 即将次优化符号映射过程分为以下两个步骤: 组内映射和组间映射, 以两个映射步骤的分别较优代替整体映射函数的最优. 则映射函数  $f$  可以等效成两个映射函数的组合, 即

$$f = f_2 \cdot f_1 \quad (19)$$

则  $N = 12$  时,

$$d_{\text{av\_max}}^2 \sim \max_{f_2} \sum_{k=1}^6 p(2k-1) \cdot \max_{f_1} \|x_{2k-1} - x_{2k}\|^2 \quad (20)$$

(1) 组内映射  $f_1 (f_1^1, f_1^2, \dots, f_1^k, \dots, f_1^6)$

组内映射  $c_k(x_{2k-1}, x_{2k}) = f_1^k(s_{2k-1}, s_{2k})$ ,  $k = 1, 2, \dots, 6$ , 将每组两个符号映射到星座图的一组位置上, 每组的组内最优化映射使得

$$d_{\text{av\_max1}}^2 = \max_{f_1^k} \|x_{2k-1} - x_{2k}\|^2 \quad (21)$$

为取得最优化的组内映射函数  $f_1^k$ ,  $k = 1, \dots, 6$ , 即使得每组组内的两个符号欧式距离达到最大, 将组内的两个符号按照 BPSK 方式排布 (见图5).

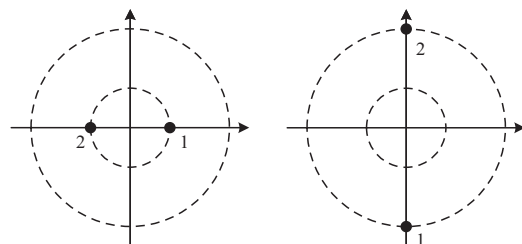


图5 组内符号对 BPSK 映射示意图

(2) 组间映射 $f_2$

由于符号 $\{1, 2, \dots, N\}$ 概率由大至小排列, 分组后每组星座点 $c_k(x_{2k-1}, x_{2k})$ 概率依然由大至小排列. 为提高符号分辨率, 增强抗噪声能力, 将组与组之间交叉间隔排布, 使概率较大的符号组之间相对欧式距离较远, 即可取得较优化的符号映射.

$$d_{av\_max2}^2 = \max_{f_2} \sum_{k=1, l>k}^{k=6, l=6} p(k) \|c_k - c_l\|^2 \quad (22)$$

同时考虑到调制功率, 为降低符号平均能量

$$E_s = \sum_{i=1}^N p(x_i) \|x_i\|^2 = \sum_{n=1}^N p(n) \|f(n)\|^2 \quad (23)$$

概率越大的符号功率权重也越大, 我们没有将较大概率的符号组全部排列在外圈星座点上, 最终获得一种次优的不等概率符号不规则星座图映射方案. 12 个不等概率变长符号和非均匀星座映射如表 3 所示, 映射示意图如图 6 所示.

表 3 12 个不等概率变长符号和非均匀星座映射及参数

变长符号 $n$	概率分布 $p_1$	非均匀星座映射角度
1	0.4926	0(QPSK)
2	0.2428	$\pi$ (QPSK)
3	0.1122	$\pi/2$ (8PSK)
4	0.0572	$3\pi/2$ (8PSK)
5	0.0305	$5\pi/4$ (8PSK)
6	0.0163	$\pi/4$ (8PSK)
7	0.0155	$7\pi/4$ (8PSK)
8	0.0153	$3\pi/4$ (8PSK)
9	0.0082	$\pi$ (8PSK)
10	0.0050	0(8PSK)
11	0.0028	$3\pi/2$ (QPSK)
12	0.0016	$\pi/2$ (QPSK)

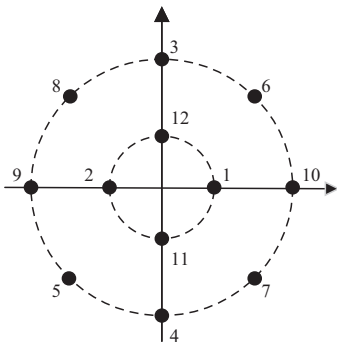


图 6 一种次优化的不等概率符号不规则星座图映射方案

次优化不规则星座图映射使得概率最大的 2 个符号(约为 73.54%)近似 BPSK 排布, 概率最大的 4 个符号(约为 84.76%)近似 QPSK 排布,

增大了大概率符号间的欧式距离, 使得大概率符号得到了有效的保护, 同时使得平均欧式距离最大, 提高系统性能.

4 不等概率符号级软解调方案

如图 1 所示, 接收端接收符号解调软信息

$$L_{DM}(y_k) = \|y_k - f_k^n\|^2, n \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (24)$$

利用先验信息对式(24)进行修正:

$$L'_{DM}(y_k) = \max \{L_{DM} \cdot h(n)\} = \max \{\|y_k - f_k^n\|^2 \cdot h(n)\} \quad (25)$$

其中  $h(n)$  是根据符号设置的修正函数<sup>[15]</sup>. 针对 AWGN 信道, 结合最大后验概率, 下面导出改进的不等概率符号解调软信息. 根据 Bayers 公式, 当发送符号为  $s_k$ , 接收信号为  $y_k$  时的后验概率为:

$$p(s_k = n|y_k) = p(f_k^n|y_k) = \frac{p(y_k|f_k^n) \cdot p(s_k = n)}{p(y_k)} \quad (26)$$

其中  $f_k^n = f(s_k = n)$  为映射函数, 接收信号  $y_k$  相对调制信号  $f_k^n$  的先验概率

$$p(y_k|f_k^n) = p(f_k^n + n_k|f_k^n) = p(n_k|f_k^n) = p(y_k - f_k^n|f_k^n) \quad (27)$$

在 AWGN 信道中,

$$p(y_k - f_k^n|f_k^n) = \frac{1}{\pi N_0} \cdot \exp \left\{ -\frac{\|y_k - f_k^n\|^2}{N_0} \right\} \quad (28)$$

代入式(26), 则

$$p(s_k = n|y_k) = \frac{1}{\pi N_0} \cdot p(y_k - f_k^n|f_k^n) \cdot p(s_k = n) = \frac{1}{p(y_k)} \cdot \frac{1}{\pi N_0} \cdot \exp \left\{ -\frac{\|y_k - f_k^n\|^2}{N_0} \right\} \cdot p(n) \quad (29)$$

其中  $p(s_k = n) = p(n) = p_n, p_n \in p_1, n \in \{1, 2, \dots, N\}$  为符号  $n$  的先验概率.

则解调软信息可以确定为

$$L''_{DM}(y_k) = \max \left\{ \exp \left\{ -\frac{L_{DM}(y_k)}{N_0} \right\} \cdot p(n) \right\} \quad (30)$$

对式(30)取自然对数, 得到改进的解调软信息:

$$\ln L''_{DM}(y_k) = \max \left\{ -\frac{L_{DM}(y_k)}{N_0} + \ln p(n) \right\} \quad (31)$$

改进后的解调软信息同时利用了符号先验概率  $p_1$  和信道噪声信息  $N_0$ , 能有效降低解调误符号率, 改善系

系统译码效果,提升系统的抗噪声性能。

## 5 仿真实验及结果分析

为了验证本文的不等概率可变长符号联合信源信道编码调制与现存方法相比的优越性,本文对使用CCSDS IDC标准编码输出的码流进行自适应可变长编码二进制游程编码,得到12个变长符号(变长符号及参数如表1所示),在帧长的条件和MATLAB R2016a环境下进行以下仿真实验:

### 5.1 不等概率非均匀星座图与符号级均匀星座图调制解调系统仿真实验

为验证本文不等概率可变长符号级编码非均匀映射调制/解调系统的优越性,对于表1中所述的不等概率符号,将本文系统与文献[15, 23, 24]中几种不同的符号级调制解调系统进行比较,误符号率曲线如图7所示。

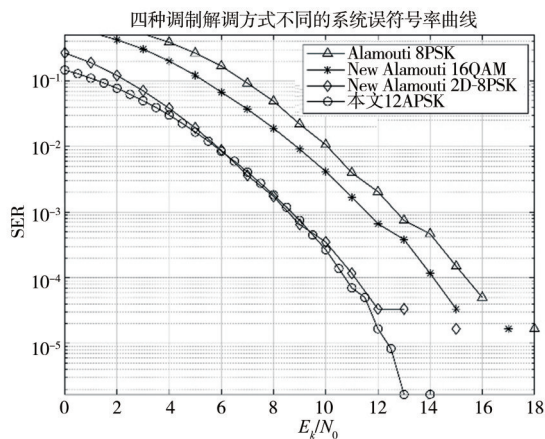


图7 符号级调制解调系统误符号率曲线

文献[23]及文献[24]均为针对等概率符号的调制解调系统,文献[23]中是经典的Alamouti 8PSK调制解调方法,文献[24]中使用16QAM高维调制后,误符号率表现较Alamouti 8PSK方法有所提升。

文献[15]与本文均针对12个不等概率可变长符号,在Alamouti 8PSK的基础上,使用了2D-8PSK高阶调制,并使用了修正参数改进解调,取得了较好的误符号率效果,但复杂度相对较高,系统传输速度相对较慢。

本文系统使用复杂度较低速度较快的12APSK,使用相应优化解调方法,取得了优异的误符号率表现,在低信噪比条件下误符号率更低,并且能够更快地到达误码平台。在的符号差错率要求下,功率信噪比较Alamouti 8PSK<sup>[23]</sup>改善约6dB,较16QAM<sup>[24]</sup>改善约5dB,较2D-8PSK<sup>[15]</sup>改善约2.5dB。

与针对等概率信号的16QAM<sup>[24]</sup>调制/解调系统相比,本文使用了如3.2节和3.3节中所述的不等概率非

均匀星座图和优化星座图映射,在相等的归一化功率条件下,增大了星座点间的欧氏距离,有效提高了系统的抗误码能力;与同样针对不等概率的2D-8PSK<sup>[15]</sup>系统相比,本文在使用如3.2和3.3中所述的不等概率非均匀星座图和优化星座图映射的基础上,充分研究信道模型,利用符号先验信息,使用如4中所述的不等概率符号级软解调方案,进一步降低了解调译码差错率,有效改善了系统的误符号率。

### 5.2 不等概率可变长符号与等概率定长比特符号调制解调系统仿真实验

为验证本文不等概率可变长符号级编码非均匀映射与等概率定长比特符号均匀映射调制/解调系统的优越性,将本文与两种定长比特符号均匀映射调制解调系统进行比较。文献[25]使用经典的16QAM调制,文献[26]使用DVB-S2<sup>[27]</sup>推荐的一种典型的16APSK(4+12-APSK)调制,二者均为定长比特符号均匀映射系统,可以计算每比特的错误概率作为系统误符号率。

本文的12APSK非均匀星座图及功率归一化后的参数如图8所示,16QAM与16APSK(4+12-APSK)的星座图及功率归一化后的参数如图9所示。使用三种不同调制星座图调制的误符号率曲线如图10所示。

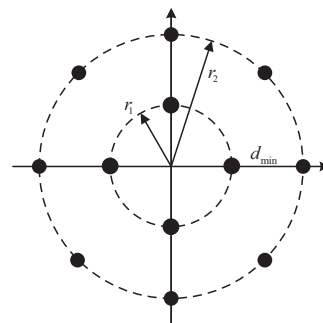


图8 12APSK非均匀星座图及参数

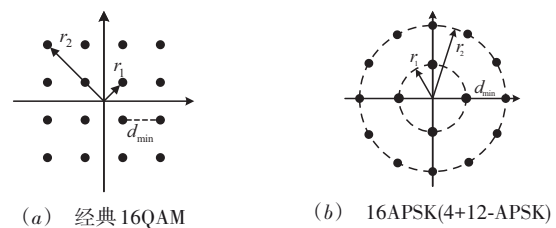


图9 16QAM、16APSK星座图及参数

图8和图9可以看出:16APSK(4+12-APSK)、16QAM和本文12APSK均为双圈形式星座图调制,在信号平均功率均为1的情况下,本文12APSK外圈内圈幅度比最小,星座图整体最紧凑,同时最小欧式距离最大,理论分析表明能取得最好的误符号率;图10的仿真

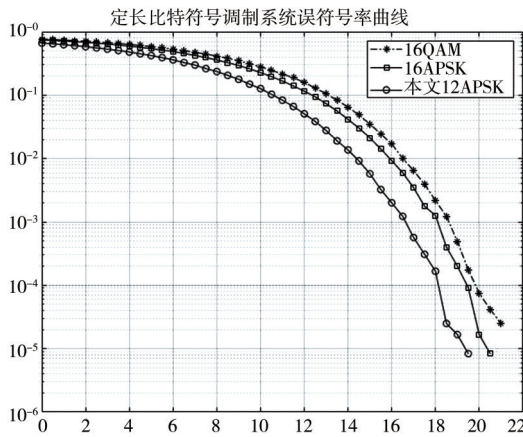


图 10 定长比特符号调制系统误符号率曲线

实验表明:在符号差错率条件下,本文 12APSK 与 16QAM 相比功率信噪比改善约 2.5dB,与 16APSK(4+12-APSK)相比功率信噪比改善约 1.1dB. 仿真实验结果表明,本文 12APSK 星座图调制,与常见的 16QAM、16APSK(4+12-APSK)调制相比,抗差错性能最好,提升了成形增益.

## 6 结论

本文针对联合信源信道编码调制不适用于可变长符号的局限,提出了一种针对不等概率可变长编码的编码调制方案. 设计了非均匀 APSK 星座图,提出了一种复杂度较低、适用于不等概率可变长符号的次优化映射方案,并利用符号的先验信息优化了软解调方案. 实验结果表明,本文方案在小分组数据、AWGN 信道条件下,有效地提升了系统的解调译码性能,可应用于移动通信和空间通信.

## 参考文献

- [1] Shannon C E. A mathematical theory of communication[J]. Bell System Technical Journal, 1948, 27(3): 379 – 423.
- [2] Proakis J G. Digital Communications[M]. USA: McGraw-Hill Book Co, 1997.
- [3] Berrou C, Glavieux A, Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1 [A]. Proceedings of ICC'93 - IEEE International Conference on Communications[C]. Geneva, Switzerland: IEEE, 1993. 1064 – 1070.
- [4] Benedetto S, Montorsi G. Unveiling turbo codes: Some results on parallel concatenated coding schemes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1996, 42(2): 409 – 428.
- [5] Gallager R. Low-density parity-check codes[J]. IRE Transactions on Information Theory, 1962, 8(1): 21 – 28.
- [6] Davey M C, MacKay D. Low-density parity check codes over GF(q)[J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2(6): 165 – 167.
- [7] Chung S Y, Forney G D, Richardson T J, et al. On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit[J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(2): 58 – 60.
- [8] 程晨. 联合信源信道与调制编译码理论与方法研究 [D]. 北京: 中国科学院大学, 2014.  
Cheng C. Research on Joint Source-Channel Coded Modulation Encoding and Decoding Theory and Methods[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2014. (in Chinese)
- [9] Ungerboeck G. Channel coding with multilevel/phase signals[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1982, 28(1): 55 – 67.
- [10] Maunder R G, Wang J, Ng S X, et al. On the performance and complexity of irregular variable length codes for near-capacity joint source and channel coding[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1338 – 1347.
- [11] Liu J J, Tu G F, Zhang C, et al. Joint source and channel decoding for variable length encoded turbo codes[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2007, 2008: 149839.
- [12] Liu Z S, Peng K W, Cheng T, et al. Irregular mapping and its application in bit-interleaved LDPC coded modulation with iterative demapping and decoding[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57(3): 707 – 712.
- [13] 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.
- [14] Li L, Maunder R G, Al-Hashimi B M, et al. A low-complexity turbo decoder architecture for energy-efficient wireless sensor networks[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2013, 21(1): 14 – 22.
- [15] Cheng C, Tu G F, Zhang C. Joint source-channel coded multidimensional modulation for variable-length codes[J]. Science China Information Sciences, 2014, 57(6): 1 – 12.
- [16] 侯磊, 张灿, 高绍帅, 等. 基于高性能编码调制映射的联合解调译码方法[J]. 电子学报, 2018, 46(09): 2194 – 2200.

- Hou L, Zhang C, Gao S S, et al. A joint demodulation and decoding method based on high-performance code-modulation mapping[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(09): 2194 – 2200. (in Chinese)
- [17] Tu G F, Liu X M, Zhang C, et al. Joint source-channel coding/decoding by combining RVLC and VLC for CCS-DS IDC coefficients[A]. 2010 International Conference on Networking, Sensing and Control (ICNSC)[C]. Chicago, IL, USA: IEEE, 2010. 49 – 52.
- [18] 刘志新. APSK星座优化设计及其调制解调研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2007.  
Liu Z X. Optimal Design of Apsk Constellation & Study of Its Modulation and Demodulation[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)
- [19] Zhang B, Peng K W, Song J, et al. Optimal labeling searching based on classification of unique mapping for BICM-ID with 8-APSK[A]. 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications[C]. Beijing, China: IEEE, 2012. 155 – 159.
- [20] Hou L, Zhang C, Bao H. A new 16APSK mapping scheme for doped BICM-ID systems[A]. 2018 8th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC) [C]. Beijing, China: IEEE, 2018. 7 – 11.
- [21] De Gaudenzi R, Guillén i Fàbregas A, Martinez A. Turbo-coded APSK modulations design for satellite broadband communications[J]. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 2006, 24(4): 261 – 281.
- [22] Yang F, Yan K Q, Xie Q L, et al. Non-equiprobable APSK constellation labeling design for BICM systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17(6): 1276 – 1279.
- [23] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451 – 1458.
- [24] Janani M, Nosratinia A. Single-block coded modulation for MINO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(2): 327 – 333.
- [25] Patra T, Sil S. Bit error rate performance evaluation of different digital modulation and coding techniques with varying channels[A]. 2017 8th Annual Industrial Automation and Electromechanical Engineering Conference (IEMECON)[C]. Bangkok, Thailand: IEEE, 2017. 4 – 10.
- [26] Jordanova L, Laskov L, Dobrev D. Constellation and mapping optimization of APSK modulations used in DVB-S2[J]. *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 2014, 4(5): 690 – 695.
- [27] Morello A, Mignone V. DVB-S2: The second generation standard for satellite broadband services[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2006, 94(1): 210 – 227.

#### 作者简介



谢雨女, 1989年生于安徽芜湖. 中国科学院大学电子电气与通信工程学院博士生. 研究方向为联合信源信道编译码.

E-mail: xydrizzle@hotmail.com

涂国防 男, 1954年生于湖南, 中国科学院大学电子电气与通信工程学院博士生导师, 教授, 主要研究方向为数字通信、图像编码、信号处理、空间数据链与安全

张灿 女, 1954年生于湖南, 中国科学院大学电子电气与通信工程学院博士生导师, 教授, 主要研究方向为移动无线通信, 无线网络安全和信息处理.

高绍帅 男, 1976年生于山东德州, 中国科学院大学电子电气与通信工程学院博士生导师, 教授, 主要研究方向为无线通信, 视频处理与通信, 联合信源信道编码.