

# 基于定型匹配成形的5G LDPC编码调制方案

杨佳仪<sup>1</sup>, 王千帆<sup>2</sup>, 姚忻圆梦<sup>2</sup>, 李聪端<sup>1</sup>, 马 啸<sup>2,3\*</sup>

(1. 中山大学电子与通信工程学院, 广东深圳 518000; 2. 中山大学计算机学院, 广东广州 510006;  
3. 广东省信息安全技术重点实验室, 广东广州 510006)

**摘要:** 星座成形技术是通信系统的关键技术之一, 可以通过成形技术来获得成形增益. 然而, 近年提出的定型概率幅度成形方案仅适用于方形星座调制, 不适用于一般结构的二维星座. 为此, 本文提出了适用于一般二维星座的定型匹配成形编码调制方案, 其可以直接应用于实际工程中任意对称结构的二维星座. 在此基础上, 针对5G低密度校验(Low-Density Parity-Check, LDPC)码的打孔特性进行特殊设计, 提出了基于定型匹配成形的5G LDPC编码调制方案. 仿真结果表明: (1) 本文提出的基于定型匹配成形的二维编码调制方案与通常的概率幅度成形方案性能相一致, 且所提方案具有更好的二维星座普适性; (2) 本文提出的基于定型匹配成形的5G LDPC编码调制方案可以获得约0.6 dB的成形增益和约0.5 dB的打孔增益(相比于非打孔设计).

**关键词:** 编码调制; 低密度校验码; 概率成形; 成形增益; 5G

**基金项目:** 国家重点研发计划(No.2020YFB1807100); 国家自然科学基金(No.61971454, No.62271514); 深圳市科技创新委员会参与项目(No.JCYJ20210324120002007, No.JCYJ20190807155617099, No.ZDSYS20210623091807023)

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)09-2979-09

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

DOI: 10.12263/DZXB.20230112

## A Scheme for 5G LDPC Coded Modulation Based on CCDM Shaping

YANG Jia-yi<sup>1</sup>, WANG Qian-fan<sup>2</sup>, YAO Xin-yuan-meng<sup>2</sup>, LI Cong-duan<sup>1</sup>, MA Xiao<sup>2,3\*</sup>

(1. School of Electronics and Communication Engineering, Sun Yat-sen University, Shenzhen, Guangdong 518000, China;  
2. School of Computer Science and Engineering, Sun Yat-sen University, Guangzhou, Guangdong 510006, China;  
3. Guangdong Province Key Laboratory of Information Security Technology, Guangzhou, Guangdong 510006, China)

**Abstract:** Constellation shaping, one of the key techniques for the communication systems, can provide shaping gain. However, recently proposed constant composition distribution matching (CCDM) probabilistic amplitude shaping (PAS) scheme is only suitable for square constellation modulation but not for general structured 2D constellation. This paper presents a generalized CCDM shaping, which can be directly applied to any 2D constellation with a symmetric structure. Furthermore, taking into account the 5G low-density parity-check (LDPC) standard (especially for the puncture structure), the presented CCDM shaping is combined with the 5G LDPC codes, resulting in a 5G LDPC coded shaping modulation scheme. The numerical results show that the performance of the proposed scheme is consistent with that of the conventional PAS scheme. The simulation results also show that the proposed 5G LDPC coded shaping modulation scheme can achieve a shaping gain of about 0.6 dB and a puncturing gain of about 0.5 dB (compared with the non-puncturing design).

**Key words:** coded modulation; LDPC codes; probabilistic shaping; shaping gain; 5G

**Foundation Item(s):** National Key R&D Program of China (No.2020YFB1807100); National Natural Science Foundation of China (No.61971454, No.62271514); Science, Technology and Innovation Commission of Shenzhen Municipality (No.JCYJ20210324120002007, No.JCYJ20190807155617099, No.ZDSYS20210623091807023)

## 1 引言

随着不断增长的数据传输速率和高可靠性的需求, 高效的编码调制方案受到了学界和工业界广泛的

关注. 比特交织编码调制(Bit Interleaved Coded Modulation, BICM)最早由Zehavi提出, 其在信道编码器和调制器之间增加了比特交织器来对抗信道的衰落特

性<sup>[1]</sup>. 1998年, Caire等人将BICM应用于编码调制领域, 并系统地研究了BICM的工作原理与理论框架<sup>[2]</sup>. BICM系统具有设计方便、频带利用率高、适合衰落信道等优点, 因此已广泛用于无线通信系统中. 虽然采用Gray映射的BICM系统可以获得编码增益, 但由于传统BICM的输入信号通常是均匀分布的, 其性能与最佳输入分布之间还存在着所谓成形增益(渐近值为1.53 dB)之差<sup>[3]</sup>. 为了获得成形增益, 星座成形技术应运而生. 根据获得成形增益方式的不同, 星座成形技术可以分为几何成形和概率成形<sup>[4]</sup>. 几何成形技术<sup>[5,6]</sup>可以通过寻找最佳星座点的位置或利用不等间隔的信号星座来获得成形增益. 概率成形技术<sup>[7,8]</sup>通过对星座点的概率分布进行优化, 使得能量低的信号被使用的概率高, 从而降低信号的平均功率获得成形增益.

Gallager在文献[9]中提出多对一映射的方案, 以实现不等概率输入信号, 称为Gallager映射<sup>[10,11]</sup>. 马啸等人采用信号叠加的方法给出了获得非均匀输入分布的有效方案<sup>[10,12]</sup>, 李琪等人基于多对一映射的思想, 通过不使用信号星座上能量较大的信号点从而有效逼近最佳输入分布<sup>[13]</sup>. Böcherer等人从非均匀分布信号匹配器的设计入手, 提出了定型分布匹配器<sup>[14]</sup>(Constant Composition Distribution Matching, CCDM)和概率幅度成形(Probabilistic Amplitude Shaping, PAS)方案<sup>[15]</sup>, 前者采用算术编译码方法实现了匹配器任意分布的近似输出, 后者因其速率调整灵活、复杂度低、设计简单被视为概率成形实用化的一项关键技术. PAS方案实现了信道编码和成形技术的结合, 它将CCDM输出符号(类高斯分布)和系统编码器的校验位(均匀分布)组合成一维星座点, 实现了信号点的概率不均等传输. 然而, 对于无线通信领域广泛使用的二维高阶调制, 通常的PAS方案虽可以对IQ两路信号分别进行一维成形设计, 从而直接推广应用于方形星座调制, 但方案不能适用于一般结构的星座调制. 为此, 本文提出了适用于一般二维星座的基于定型匹配成形的编码调制方案, 其基本想法是把二维星座点表示为类型位与象限位的组合, 类型位承载编码器的信息位, 而象限位承载校验位.

对于信道编码方面, PAS方案可以与低密度校验(Low-Density Parity-Check, LDPC)码<sup>[16,17]</sup>、极化码<sup>[18,19]</sup>等一系列系统码相结合. LDPC码最早由Gallager在1962年提出<sup>[20]</sup>, 由于其具有优良的瀑布区性能和高吞吐高可靠的译码特性, 因此5G增强移动宽带(Enhanced Mobile Broadband, eMBB)场景和超可靠低延时通信(Ultra-Reliable Low-Latency Communication, URLLC)场景的数据信道选定了LDPC码作为编码方案<sup>[21]</sup>. 同时, LDPC码可以通过灵活的打孔、缩短等技术

实现与资源相匹配的灵活高效传输, 带来进一步的编码增益. 由于5G标准需要对LDPC码字的信息位进行特殊打孔处理, 因此5G LDPC码不再是严格意义上的系统码, 不适用于通常的PAS方案. 为此, 本文在所提二维成形编码调制方案基础上, 针对5G LDPC码的打孔特性进行特殊设计, 实现了基于定型匹配成形的5G LDPC编码调制方案的设计.

仿真结果表明, 本文所提出的二维定型匹配成形编码调制方案与通常的PAS方案在性能表现上一致, 且所提方案具有更好的二维星座普适性; 相比于传统编码调制和非打孔设计, 本文所提出的基于定型匹配成形的5G LDPC编码调制方案可以获得约0.6 dB的成形增益和约0.5 dB的打孔增益.

## 2 基于定型匹配成形的编码调制方案

### 2.1 一维概率成形回顾

概率成形通过对星座点的概率分布进行优化, 降低信号的平均功率来获得成形增益. 对于加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道, 可以采用麦克斯韦-玻尔兹曼(Maxwell-Boltzmann, MB)分布作为星座点的目标分布. 对于一维星座点 $x_i \in \chi$ , 其目标分布表达式为:

$$p_i = A_\nu e^{-\nu x_i^2}, A_\nu = \frac{1}{\sum_{x_i \in \chi} e^{-\nu x_i^2}} \quad (1)$$

其中,  $\nu$ 表示概率成形因子, 不同的 $\nu$ 代表不同的分布;  $A_\nu$ 表示归一化因子, 保证星座点概率之和为1. 当 $\nu=0$ 时, 对应目标分布为均匀分布; 当 $\nu>0$ 时, 目标分布为非均匀分布. 对于给定目标频谱效率和信道使用次数的数据业务传输, 可以通过改变 $\nu$ 来实现对目标频谱效率的逼近. 确定 $\nu$ 之后, 由于匹配器输出长度有限, 匹配器输出分布与类高斯的目标分布之间存在距离, 因此需要对目标分布 $P_\nu$ 进行量化, 其量化后的分布记为 $\overline{P}_\nu$ . 以8ASK调制为例, 存在3种不同的幅度符号, 即1、3和5, 每种符号的具体整数取值记为 $n_1, n_3, n_5$ , 量化后的分布可以由文献[22]中提到的归一化散度算法得到 $n_1, n_3, n_5$ , 从而可以获得的具体整数取值.

在得到量化后的符号分布后, 需要将二进制比特序列和输出符号序列建立映射关系, 这一过程可以采用分布匹配器来实现. 分布匹配器主要分为变长匹配器和定长匹配器. 由于变长分布匹配器在实际工程使用中可能会出现缓冲区溢出、错误传播等一系列问题, 因此本文考虑使用定长的定型分布匹配器CCDM作为概率成形的核心模块. CCDM模块输入二进制序列长度为 $k_c$ , 输出符号序列长度为 $n_c$ . 给定 $n_c$ 和量化分布后, 就可以确定二进制序列长度 $k_c$ . 以8ASK为例,  $k_c$ 表

达式如下:

$$k_c = \left\lfloor \log_2 \frac{n_c!}{n_1! n_3! n_5!} \right\rfloor \quad (2)$$

其中  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整符号,  $n_1, n_3, n_5$  分别表示每种幅度符号对应的具体整数取值. CCDM 可以通过算术编码思想实现  $k_c$  长比特信息的在线编码, 得到符合量化分布的  $n_c$  个符号输出. CCDM 正向过程对应算术编码的解码过程, 即实现二进制序列到非均匀分布符号序列的映射; 而解匹配对应算术编码的编码过程, 即根据非均匀分布符号序列得到二进制比特序列.

### 2.2 二维概率成形模块设计

通常的概率幅度成形方案主要针对一维星座进行设计, 二维星座通常考虑对实部分量(In-phase)和虚部分量(Quadrature)分别进行成形设计再进行合路整合, 这样的设计可以适用于方形正交振幅调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM), 例如 16QAM、64QAM 等, 但不适用于一般结构的二维星座调制(例如 32QAM、128QAM 等). 为此, 我们提出了适用于一般二维星座的定型匹配成形编码调制方案. 我们使用象限符号  $Q_i$  来确定星座点所属象限, 使用类型符号  $T_i$  确定星座点在某一象限中的具体坐标位置. 这样处理后, 二维星座点  $x_i$  就可以由象限符号和类型符号组成的二元组通过查找函数  $f(\cdot)$  唯一地表示出来, 即  $x_i = f(Q_i, T_i)$ . 以 16QAM 为例, 一个星座点对应于 4 bits, 我们使用 2 bits 来表示四个象限符号, 另外 2 bits 来表示四种不同的类型符号, 其象限符号和类型符号表示如图 1 所示, 其中所有星座点被分为四类, 例如:  $f(1, 1), f(2, 1), f(3, 1), f(4, 1)$  表示类型 1 所对应的 4 个星座点. 通过引入象限符号和类型符号, 二维不等概星座点的产生问题就转换为均匀分布象限符号和类高斯分布类型符号的生成问题. 均匀分布的象限符号可由编码器的校验位和均匀分布的信源产生, 而类高斯分布的类型符号则由二维成形模块所产生, 二维成形模块的具体设计过程如下.

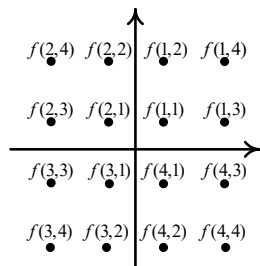


图 1 16QAM 星座点象限符号与类型符号表示

二维星座概率成形基本思想是增大内圈星座点使用概率, 减小外圈星座点使用概率. 类似于传统一维概率成形方案, 我们采用二维空间下的 MB 分布作为

AWGN 信道的目标分布. 对于二维星座  $x_i \in \mathcal{X}$ , 其目标分布表达式为:

$$p_i = \frac{\exp[-\nu(\text{Re}(x_i)^2 + \text{Im}(x_i)^2)]}{\sum_{x_i \in \mathcal{X}} \exp[-\nu(\text{Re}(x_i)^2 + \text{Im}(x_i)^2)]} \quad (3)$$

其中,  $\text{Re}(\cdot)$  和  $\text{Im}(\cdot)$  分别表示信号点  $x_i$  的实数和虚数部分, 随着成形因子  $\nu$  的增大, 内圈星座点的使用概率更高, 二维星座点的平均能量越小. 类似于一维方案<sup>[23]</sup>, 二维成形方案也采用最小化相对熵准则对类型符号目标分布进行量化处理, 即对目标分布进行量化使得  $D(\overline{P}_T \| P_T)$  最小, 经推导后相对熵最小化问题等价于增量函数  $\Delta_i(y)$  最小化问题, 增量函数表达式为:

$$\Delta_i(y) = y \log y - (y-1) \log(y-1) + \log \frac{1}{P_T(i)} \dots \quad (4)$$

其中, 增量函数下标  $i$  表示类型索引;  $y$  表示第  $i$  个类型索引对应的具体增量值;  $P_T(i)$  表示第  $i$  种类型的目标分布概率, 二维成形场景下, 对目标分布的最小相对熵量化如算法 1 所示.

#### 算法 1 二维最小相对熵量化算法

输入: 目标分布  $P_T$  及类型符号长度  $n_c$ .

输出: 量化分布  $\overline{P}_T$ .

1. 用  $m$  表示目标分布维度, 初始化增量函数  $\Delta_i(l) = \log(1/P_T(i)), i = 1, \dots, m$ .
2. 初始化类型符号个数  $a_i = 0, i = 1, \dots, m$ .
3. 对所有  $l \in \{0, 1, \dots, n_c - 1\}$  执行以下步骤
  - ① 搜索索引值满足  $j = \min_i \{ \arg \min \Delta_i(a_i + 1) \}$ .
  - ② 更新索引对应类型符号个数  $a_j = a_j + 1$ .
4. 返回量化后的分布  $\overline{P}_T = a/n_c$ .

对星座点的类型符号输出分布进行量化处理后, 我们可以采用算术编码方案实现二进制比特输入到类高斯分布类型符号输出的编码映射. 在 CCDM 编码过程中, 使用区间间隔来表示输入比特序列和输出符号序列. 对于一串二进制输入序列, 用  $S$  表示输入序列源区间, 它由输入序列所决定; 用  $C$  表示输出符号候选区间, 它由当前候选符号分布决定. 随着比特信息的输入, 源区间不断细化, 当源区间属于候选区间之内时, 输出对应候选区间所对应的符号, 同时在相应候选区间上对  $S$  和  $C$  进行放大, 直到输入结束. 若输入结束后仍不能输出所有符号, 则选取包含源区间最多的候选区间作为输出. 以 16QAM 为例, 假设类型符号目标分布  $P_T = \{0.5, 0.2, 0.2, 0.1\}$ , 输出类型符号个数  $n_c = 4$ , 通过计算得到 CCDM 模块输入长度  $k_c = 3$ , 量化后分布为  $\overline{P}_T = \{0.5, 0.25, 0.25, 0\}$ . 当输入比特序列为“011”时, CCDM 编码实现过程如图 2 所示. 首先进行初始化, 输入源区间为  $(0, 1)$ , 输出候选区间分布为量化分布. 当输入第一

个比特0时,源区间从下半部分进行细化,此时源区间属于 $C_1$ 类型符号“1”所对应候选区间 $[0, 2/4)$ ,则输出相对应的符号“1”并更新源区间和候选区间.不断更新区间直到所有比特输入完毕,此时源区间 $S_4$ 为 $[1/4, 1)$ ,而候选区间 $C_4$ 为 $[0, 1/2)$ 和 $[1/2, 1)$ .由于 $[1/2, 1)$ 包含的源区间部分更多,因此选择 $[1/2, 1)$ 对应的符号序列作为输出,即得到输出类型符号序列“1321”.通过这一算术编码过程,我们就可以将8种不同二进制输入序列与不同输出符号序列建立一一映射关系,具体映射关系如图3所示.在CCDM输出类型符号足够长的情况下,此方案可以满足任意目标分布类型符号序列的输出.

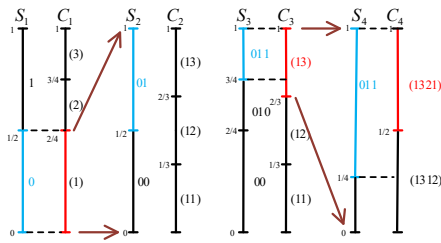


图2 输入比特序列“011”时对应CCDDM编码过程

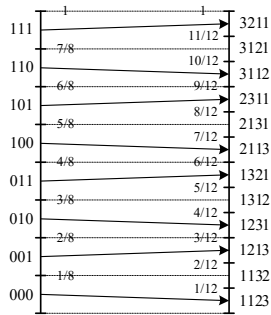


图3 CCDM类型符号输出与输入映射关系

### 2.3 星座映射方式设计

高阶正交幅度调制利用信号在同一带宽内的正交特性,实现了信号幅度和相位的二维联合调制,比特映射可以将二进制比特串转换为信道中传输的符号.特别地,不同的映射关系往往具有不同的性能表现.因此,本小节给出了二维成形方案星座点的比特级表示及Gray映射的设计.考虑 $M$ 阶QAM调制,二维象限可以将星座点分为 $M/4$ 种类型,对于一个二维星座点,我们使用前2 bits表示象限符号 $Q_i$ ,后 $\log_2(M/4)$ 比特表示类型符号 $T_i$ ,象限位映射函数记为 $b(\cdot)$ ,类型位映射函数记为 $\beta(\cdot)$ .对于不同阶数的QAM调制,象限符号比特级映射可以由表1所示的映射方式唯一确定,而类型符号映射则需要根据不同星座图进行特殊设计,使得星座图映射关系满足Gray映射.以16QAM为例,表2设

计的类型映射关系可以使得设计出的星座图满足相邻码元之间只有一个比特不同.

表1 象限映射关系

象限符号 $Q_i$	象限映射关系 $b(Q_i)$
1	00
2	10
3	11
4	01

表2 16QAM类型映射关系

类型符号 $T_i$	类型映射关系 $\beta(T_i)$
1	11
2	10
3	01
4	00

根据象限映射关系和类型映射关系,我们可以得到特殊设计的16QAM星座格雷映射,如图4(a)所示,同理可以对32QAM星座点进行类Gray映射设计,得到图4(b)所示的32QAM星座映射图.图中相同颜色的符号表示同一类型星座点,相同形状的符号表示离原点欧氏距离相等的星座点.以图4(a)所示的16QAM星座映射为例,类型位为“11”的四个星座点(见图中蓝色圆圈符号)具有相同的欧氏距离,类型位为“10”和“01”的星座点(见图中黄色和红色正方形符号)虽不属于同一类型,但距离原点也有相同的欧氏距离,我们称之为等概类型.相同类型的星座点关于坐标轴对称,可以由均匀分布的象限位所唯一确定,不需要在CCDDM成形设计部分进行考虑.等概类型距离原点的欧氏距离相等,由式(3)可知其在CCDDM成形设计时具有相同的目标概率.

### 2.4 编码调制系统架构

考虑具体的编码调制方案,我们可以将分布匹配器的成形信息比特和编码器内部比特连接在一起,通过改变式(3)MB分布的成形因子来实现对目标传输速率的逼近.均匀分布信源比特序列的一部分首先通过CCDDM模块得到服从类高斯分布的类型符号,再将类型符号通过 $\beta(\cdot)$ 映射为比特序列,并与信源序列的另一部分共同作为系统编码器的输入.系统编码器的生成矩阵 $G=[I_k|P]$ ,由于系统编码器产生的校验比特具有均匀分布的性质<sup>[24]</sup>,因此可以将校验位和均匀分布的部分信源信息组合作为象限位通过 $b^{-1}(\cdot)$ 函数得到均匀分布的象限符号.最后根据象限符号和类型符号,在二维星座图中通过查找函数 $f(\cdot)$ 唯一确定星座点 $x_i$ ,从而得到发送符号序列 $(x_1, \dots, x_n)$ ,基于定型匹配成形的编码调制方案系统架构如图5所示

对于 $M$ 阶QAM调制传输系统,总长为 $K$ 的信源序

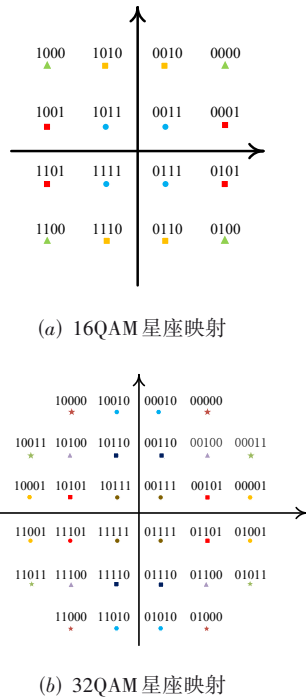


图 4 16QAM 和 32QAM 星座映射方式

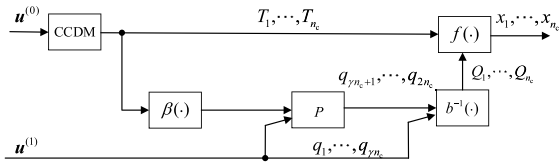


图 5 基于定型匹配成形的编码调制方案系统架构

列可以表示为  $\mathbf{u}=(\mathbf{u}^{(0)}, \mathbf{u}^{(1)})$ , 而其中  $\mathbf{u}^{(0)} \in F_2^{k_c}, \mathbf{u}^{(1)} \in F_2^{\gamma n_c}, k_c+\gamma n_c=K$ , 使用的系统编码器码长为  $n=n_c \log_2 M$ , 类型符号进行  $\beta(\cdot)$  映射后, 比特长度为  $n_c \log_2(M/4)$ , 因此需要对系统编码器的码率进行限制, 即系统编码器码率  $r \geq r_0=1-(2/\log_2 M)$ , 系统编码器码率可以表示为:

$$r = \frac{k}{n} = \frac{n_c \log_2 \frac{M}{4} + \gamma n_c}{n_c \log_2 M} \quad (5)$$

当编码器码率刚好取  $r_0$  时, 所有的象限位均由系统编码器的校验位提供, 此时  $\mathbf{u}^{(0)}$  长度为  $k_c=K, \mathbf{u}^{(1)}$  长度为 0. 当编码器码率大于  $r_0$  时, 象限位需要信源序列的一部分  $\mathbf{u}^{(1)}$  进行补充, 其长度为  $\gamma n_c, \gamma$  的值可以根据式 (5) 求得, 具体为  $\gamma=2-(1-r) \log_2 M, \mathbf{u}^{(0)}$  长度为  $k_c=K-\gamma n_c$ . 基于定型匹配成形的编码调制过程如算法 2 所示.

基于定型匹配成形的二维编码调制方案将分布匹配器的输出类型符号和均匀分布的象限符号进行组合, 得到二维空间中的星座点序列并发送到信道中进行传输. 在接收端, 系统解调后提取固定长的类型位和象限位软信息交织处理后送入译码器进行译码, 直接

算法 2 定型匹配成形编码调制算法

- 输入:  $\mathbf{u}=(\mathbf{u}^{(0)}, \mathbf{u}^{(1)})$   
 输出: 星座点序列  $(x_1, \dots, x_n)$
1. 信源  $\mathbf{u}^{(0)}$  通过目标概率分布为  $\mathbf{P}_T$  的分布匹配器得到类型符号  $\mathbf{T}=(T_1, \dots, T_{n_c})$ .
  2. 对每个类型符号  $T_i$  进行比特级映射  $\beta(T_i)$ , 得到  $(\beta(T_1), \dots, \beta(T_{n_c}))$ .
  3. 将  $(\beta(T_1), \dots, \beta(T_{n_c}), \mathbf{u}^{(1)})$  作为系统编码器输入, 得到编码器的校验位输出  $(q_{\gamma n_c+1}, \dots, q_{2 n_c})$ .
  4. 将象限位转换为  $n_c$  长度的象限符号序列  $\mathbf{Q}^n$ .  
 $b^{-1}(\mathbf{u}^{(0)}, q_{\gamma n_c+1}, \dots, q_{2 n_c})=b^{-1}(q_1, \dots, q_{\gamma n_c}, q_{\gamma n_c+1}, \dots, q_{2 n_c})=(Q_1, \dots, Q_{n_c})$
  5. 根据类型符号和象限符号得到星座点输出  $x_i=f(T_i, Q_i), i=1, \dots, n_c$ .

获得  $\hat{\mathbf{u}}^{(1)}$  部分, 而  $\hat{\mathbf{u}}^{(0)}$  部分则通过将类型符号的估计通过 CCDDM 解匹配过程得到, 最终得到信源序列的估计  $\hat{\mathbf{u}}=(\hat{\mathbf{u}}^{(0)}, \hat{\mathbf{u}}^{(1)})$ .

3 针对 5G LDPC 码的编码调制方案

3.1 5G LDPC 码简介

5G 中 eMBB 场景和 URLLC 场景的数据信道均采用 LDPC 码作为信道编码方案. 5G LDPC 码是一类具有 Raptor-Like 结构的码率兼容准循环 LDPC (Quasi-Cyclic LDPC, QC-LDPC) 码, 其校验矩阵中的子矩阵通常具有简单结构, 便于存储器的存储寻址, 并且编码复杂度较低. 图 6 展示了 5G LDPC 码校验矩阵的结构和码字组成<sup>[25]</sup>, 其中子矩阵  $\mathbf{A}$  和  $\mathbf{E}$  是由循环置换矩阵和全零矩阵组成的矩阵阵列, 子矩阵  $\mathbf{O}$  是全零矩阵, 子矩阵  $\mathbf{I}$  为单位矩阵. 核矩阵  $[\mathbf{A} \ \mathbf{D}]$  对应一个高码率的 LDPC 码, 其中, 矩阵  $\mathbf{A}$  对应系统比特, 矩阵  $\mathbf{D}$  对应校验比特; 矩阵  $[\mathbf{E} \ \mathbf{I}]$  对应支持 IR-HARQ 的扩展冗余比特, 其中单位阵  $\mathbf{I}$  对应一个度为 1 的单校验比特. 为获得更好的译码性能, 5G 标准规定对码字的前 2Z bits 进行信息位打孔处理. 当传输资源和校验矩阵不匹配时, 可以通过信息位缩短和校验位打孔来达到码长码率需求, 从而实现速率匹配.

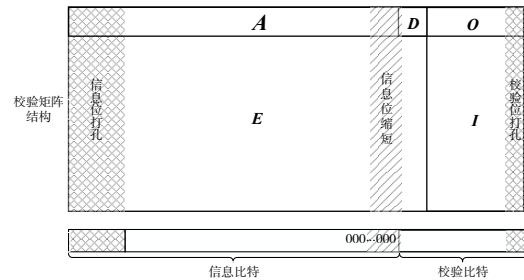


图 6 5G LDPC 码校验矩阵结构图和码字结构

3.2 分类交织打孔设计

5G LDPC 码具有特殊的打孔设计, 为了适配 5G 标准 LDPC 码, 本节将本文提出的适用于一般二维星座的

定型匹配成形方案与标准 5G LDPC 码相结合,提出了基于定型匹配成形的 5G LDPC 编码调制方案. 为此,我们引入分类交织技术,对 LDPC 编码器的输入码字进行交织处理,在进行系统编码前,将部分类型位和部分象限位放在码字的前  $2Z$  个位置用作信息位打孔,具体分类交织打孔设计如图 7 所示. 这一过程相当于对类型符号和象限符号进行  $f(\cdot)$  映射时,发送端少发送部分星座点,减少了信道使用次数. 具体的分类交织打孔及成形过程如算法 3 所示,发送端少发的星座点个数  $n_p$  可以表示为:

$$n_p = \left\lfloor \frac{2Z}{\log_2 M} \right\rfloor \quad (6)$$

故信道中实际传输的星座点个数  $\tilde{n}_c = n_c - n_p$ . 在接收端,由于 5G LDPC 码前  $2Z$  个比特具有高列重特性,因此可以对少发部分星座点对应的信息比特进行还原,进而得到译码结果.

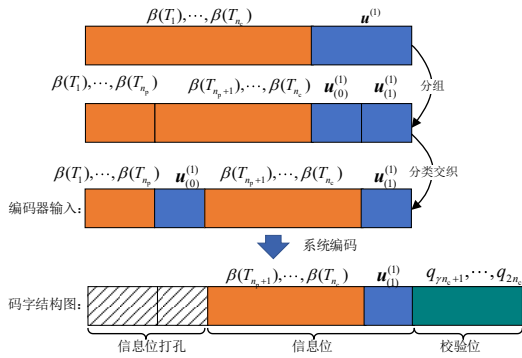


图7 分类交织打孔设计

### 算法3 分类交织打孔及成形算法

输入:类型位与象限位的组合  $(\beta(T_1), \dots, \beta(T_{n_c}), u^{(1)})$

输出:星座点序列  $(x_1, \dots, x_{\tilde{n}_c})$

- 根据少发星座点个数,将类型位和象限位分别进行分组. 打孔部分为  $(\beta(T_1), \dots, \beta(T_{n_p}))$  和  $u_{(0)}^{(1)} = (q_1, \dots, q_{2n_p})$ , 剩余部分表示为  $(\beta(T_{n_p+1}), \dots, \beta(T_{n_c}))$  和  $u_{(0)}^{(1)} = (q_{2n_p+1}, \dots, q_{2n_c})$ .
- 将  $(\beta(T_1), \dots, \beta(T_{n_p}), u_{(0)}^{(1)})$  作为被打孔部分,若前  $2Z$  bits 还有冗余,则将剩余少量比特置 0.
- 根据步骤 1 和步骤 2 进而得到象限符号  $Q^{\tilde{n}_c}$ .  
 $b^{-1}(u_{(0)}^{(1)}, q_{2n_p+1}, \dots, q_{2n_c}) = b^{-1}(q_{2n_p+1}, \dots, q_{2n_c}, q_{2n_p+1}, \dots, q_{2n_c}) = (Q_1, \dots, Q_{\tilde{n}_c})$
- 删除前  $n_p$  个类型符号得到  $(T_{n_p+1}, \dots, T_{n_c}) = (T_1, \dots, T_{\tilde{n}_c})$ .
- 根据类型符号和象限符号得到星座点输出  $x_i = f(T_i, Q_i), i = 1, \dots, \tilde{n}_c$ .

## 4 仿真结果及分析

### 4.1 基于定型匹配成形的传统 LDPC 编码调制仿真

仿真采用的信道编码为 PEG 产生的非规则系统

LDPC 码<sup>[26]</sup>, 采用 SPA 译码算法, 迭代次数设置为 100 次. 其中, PEG 构造 LDPC 码变量节点度分布为  $\lambda(x) = 0.38354x + 0.04237x^2 + 0.57409x^3$ . 用  $R$  表示系统传输速率,  $r$  表示 LDPC 码的码率. 首先将二维定型匹配成形编码调制方案和通常的一维 PAS 方案进行性能对比, 使用码长为 4 608, 码率  $r=3/4$  的 PEG 非规则 LDPC 码, 保证系统传输速率  $R=0.5$ . 经过蒙特卡罗仿真可以得到 PAS 方案下 4ASK、8ASK 性能曲线和二维定型匹配成形的编码调制方案下 16QAM、64QAM 性能曲线, 如图 8 所示. 由仿真结果可以看出, 所提方案在 16QAM、64QAM 调制下的性能曲线与通常的 PAS 方案基本重合, 即本文所提出的基于定型匹配的编码调制方案与通常的 PAS 方案系统性能相一致.

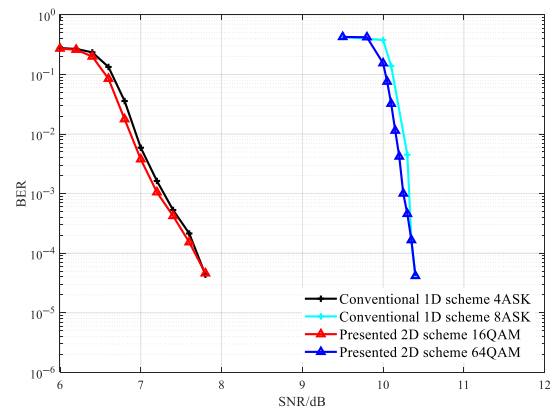


图8 二维方案与传统方案仿真性能对比

其次,对比相同系统传输速率条件下,不同调制阶数对成形增益的影响. 考虑 32、64、128 和 256QAM 调制方式,保持系统传输速率  $R=0.5$ , 32QAM 调制下采用码长为 960、码率  $r=2/3$  的非规则 LDPC 码; 64QAM 调制下采用码长为 768、码率  $r=3/4$  的 LDPC 码; 128QAM 调制下采用码长为 1 260、码率  $r=5/7$  的 LDPC 码; 256QAM 调制下采用码长为 1 264、码率  $r=3/4$  的 LDPC 码. 对比不同调制方式下的仿真性能如图 9 所示. 由仿真结果可以看出,采用 32、64、128、256QAM 调制方式可分别获得约 0.4、0.5、0.7、0.85 dB 成形增益. 为进一步探究调制阶数对成形增益的影响<sup>[27]</sup>,我们对成形前后不同调制方式下信道中星座点分布情况,如图 10 所示. 从图中可以看出,在相同传输速率条件下,128QAM 相比于 32QAM 调制,其星座点分布更加内聚,外围星座点数量更少,平均能量更小,获得成形增益更大. 通过仿真结果可以得出结论,即系统成形增益随调制阶数的增大而增大.

### 4.2 基于定型匹配成形的 5G LDPC 编码调制仿真

仿真采用的信道编码为基于 BG1 构造的标准 5G LDPC 码,译码方案采用 SPA 译码算法,迭代次数为 100

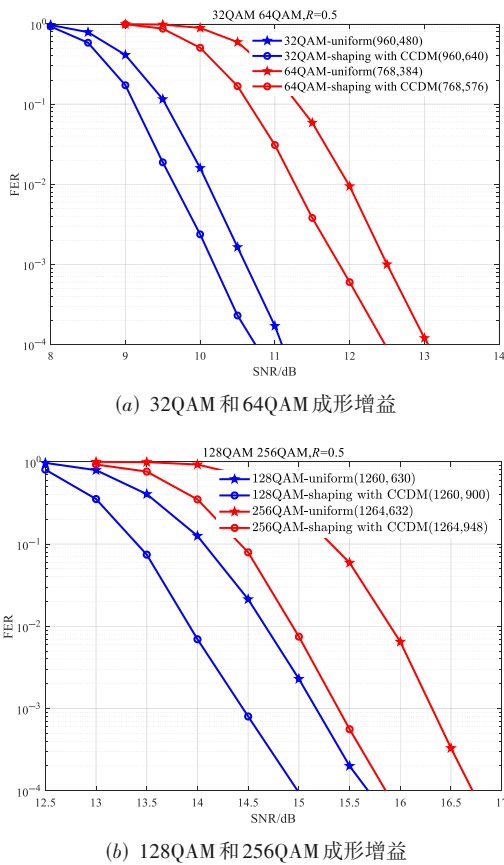


图9 32QAM、64QAM、128QAM 和 256QAM 成形增益对比

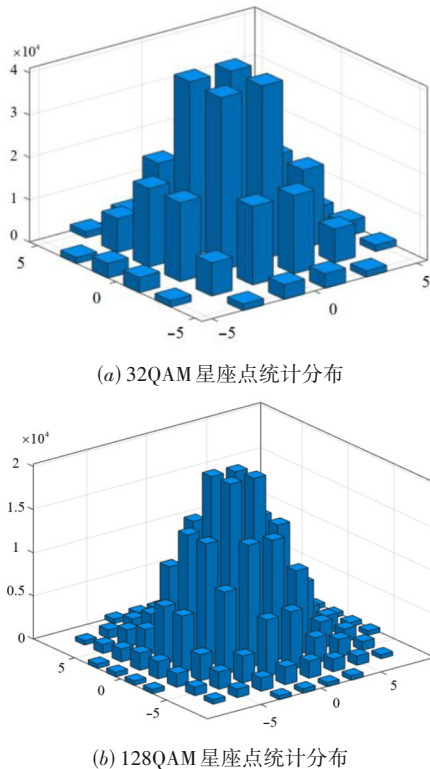


图10 32QAM 和 128QAM 二维星座点统计分布

次. 使用码长为  $n=1\ 044$ , 码率  $r=0.75$  的 5G 标准 LDPC 码(散列因子为  $Z=36$ )作为基于定型匹配的 5G LDPC 编码调制方案的内码进行蒙特卡洛仿真, 仿真结果如图 11 所示. 首先对比成形增益, 在进行打孔设计的同时保持系统传输速率为 0.48, 对比成形前后的性能曲线可以看出, 基于定型匹配的编码调制方案相比于传统编码调制方案可获得约 0.6 dB 性能增益. 其次对比打孔增益, 对比特殊打孔设计前后的性能曲线可以看出, 对所提编码调制方案进行特殊打孔设计相比于非打孔设计可获得约 0.5 dB 的性能增益.

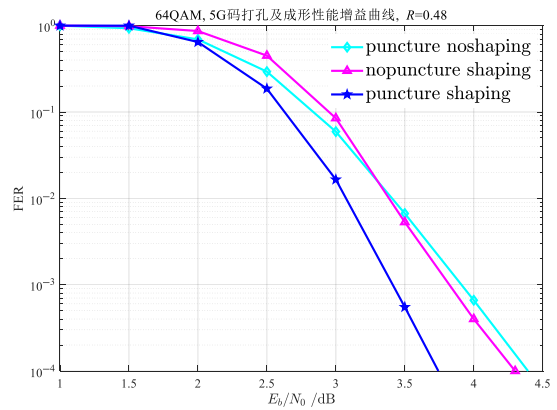


图 11 打孔增益及成形增益

在系统速率一定的条件下, 为验证方案具有较好的码率兼容特性, 我们考虑不同的内码速率对成形增益的影响. 仿真在保证系统传输速率  $R=0.5$  的条件下, 使用码长为 1 040 和 1 044, 码率  $r$  分别为 0.7、0.75、0.83 的 5G LDPC 码作为基于定型匹配的编码调制方案的内码对比其成形增益, 仿真结果如图 12 所示. 从图中我们可以看出, 采用的 5G LDPC 码码率为 0.7、0.75、0.83, 可以分别获得约 0.7、0.6、0.3 dB 的性能增益.

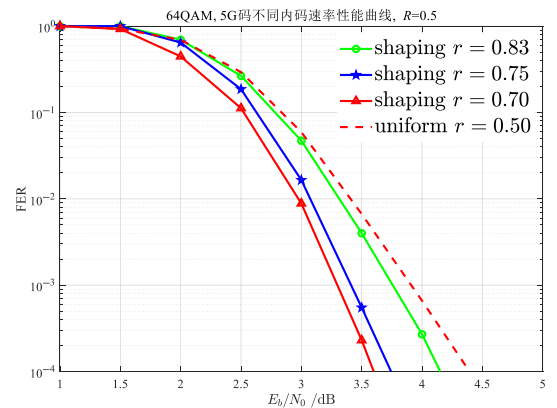


图 12 不同内码速率仿真性能

### 5 结论

本文针对二维高阶调制场景, 提出了适用于一般

二维星座的基于定型匹配成形的编码调制方案,基本思想是将二维星座点表示为类型位和象限位的组合,类型位承载编码器的信息位,象限位承载校验位.在所提出的二维定型匹配成形编码调制方案基础上,针对5G LDPC码的打孔特性进行特殊设计,提出了基于定型匹配成形的5G LDPC编码调制方案.仿真结果表明,所提出的基于定型匹配成形的二维编码调制方案性能与通常的PAS方案相一致,且所提方案具有更好的二维星座普适性;对于5G LDPC码的特殊设计,本文提出的基于定型匹配成形的5G LDPC编码调制方案可以获得约0.6 dB的成形增益和0.5 dB的打孔增益.

### 参考文献

- [1] ZEHAVI E. 8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1992, 40(5): 873-884.
- [2] CAIRE G, TARICCO G, BIGLIERI E. Bit-interleaved coded modulation[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(3): 927-946.
- [3] FORNEY G D, UNGERBOECK G. Modulation and coding for linear Gaussian channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(6): 2384-2415.
- [4] 马啸, 白宝明. 信号星座的概率成形与几何成形[C]//中国电子学会第十三届信息论学术年会. 长沙: 中国电子学会, 2005: 166-169.
- [5] STEINER F, BÖCHERER G. Comparison of geometric and probabilistic shaping with application to ATSC 3.0 [EB/OL]. (2016-08-01) [2023-01-10]. <http://arxiv.org/abs/1608.00474>.
- [6] BOUTROS J J, EREZ U, VAN WONTERGHEM J, et al. Geometric shaping: Low-density coding of Gaussian-like constellations[C]//2018 IEEE Information Theory Workshop (ITW). Piscataway: IEEE, 2018: 1-5.
- [7] BUCHALI F, STEINER F, BOCHERER G, et al. Rate adaptation and reach increase by probabilistically shaped 64-QAM: An experimental demonstration[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(7): 1599-1609.
- [8] BEYGI L, AGRELL E, KAHN J M, et al. Rate-adaptive coded modulation for fiber-optic communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(2): 333-343.
- [9] GALLAGER R. *Information Theory and Reliable Communication*[M]. Vienna: Springer Vienna, 1972.
- [10] MA X, PING L. Coded modulation using superimposed binary codes[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12): 3331-3343.
- [11] FENG D, LI Q, BAI B M, et al. Gallager mapping based constellation shaping for LDPC-coded modulation systems[C]//2015 International Workshop on High Mobility Wireless Communications (HMWC). Piscataway: IEEE, 2015: 116-120.
- [12] 王秀妮, 马啸, 白宝明. 多层叠加LDPC码编码调制技术[J]. *电子学报*, 2009, 37(7): 1536-1541.  
WANG X N, MA X, BAI B M. Multilevel coded modulation based on superimposed LDPC codes[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(7): 1536-1541. (in Chinese)
- [13] 李琪, 周林, 张博, 等. 适用于BICM-ID系统的星座成形方法[J]. *通信学报*, 2015, 36(6): 153-160.  
LI Q, ZHOU L, ZHANG B, et al. Simple constellation shaping for BICM-ID[J]. *Journal on Communications*, 2015, 36(6): 153-160. (in Chinese)
- [14] SCHULTE P, BOCHERER G. Constant composition distribution matching[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2016, 62(1): 430-434.
- [15] BOCHERER G, STEINER F, SCHULTE P. Bandwidth efficient and rate-matched low-density parity-check coded modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(12): 4651-4665.
- [16] STEINER F, BOCHERER G, LIVA G. Bit-metric decoding of non-binary LDPC codes with probabilistic amplitude shaping[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(11): 2210-2213.
- [17] NAKA A. Performance of probabilistic amplitude shaping with BICM-ID[J]. *Electronics Letters*, 2021, 57(5): 226-228.
- [18] FANG J F, BI M H, XIAO S L, et al. Polar coded probabilistic amplitude shaping for the free space optical atmospheric turbulence channel[J]. *Optics Express*, 2020, 28(22): 33208-33219.
- [19] RUNGE C, WIEGART T, LENTNER D, et al. Multilevel binary polar-coded modulation achieving the capacity of asymmetric channels[C]//2022 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). Piscataway: IEEE, 2022: 2595-2600.
- [20] GALLAGER R. Low-Density Parity-Check Codes[J]. *IRE Transactions on Information Theory*, 1962, 8(1): 21-28.
- [21] 3GPP. Multiplexing and channel coding (Release 16): 3GPP TS 38.212 version 16 [S/OL]. (2020-07) [2023-01-10]. [https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_ts/138200\\_138299/138212/16.02.00\\_60/ts\\_138212v160200p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138212/16.02.00_60/ts_138212v160200p.pdf).
- [22] BOCHERER G, GEIGER B C. Optimal quantization for distribution synthesis[J]. *IEEE Transactions on Informa-*

tion Theory, 2016, 62(11): 6162-6172.

- [23] BOCHERER G. Probabilistic signal shaping for bit-metric decoding[C]//2014 IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE, 2014: 431-435.
- [24] MACKAY D J C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(2): 399-431.
- [25] 白宝明, 孙韶辉, 王加庆. 5G 移动通信中的信道编码[M]. 北京: 电子工业出版社, 2020.  
BAI B M, SUN S H, WANG J Q. Channel Coding for 5G[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2020. (in Chinese)
- [26] 林家儒, 吴伟陵. 非规则 LDPC 码在 RICE 信道中的性能分析[J]. 电子学报, 2005, 33(1): 43-46.  
LIN J R, WU W L. Performance of irregular LDPC codes on Rician fading channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(1): 43-46. (in Chinese)
- [27] 吴昊, 张建秋, 宋汉斌. 一种基于格理论构造高维星座图的方法[J]. 电子学报, 2014, 42(9): 1672-1679.  
WU H, ZHANG J Q, SONG H B. A lattice based approach to the construction of multi-dimensional signal constellations[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(9): 1672-1679. (in Chinese)



**李聪端** 男, 1986 年生, 河南南阳人. 中山大学副教授、博士生导师. 主要研究方向为网络编码、信息论、无线通信、信息安全等. 中国电子学会会员编号: E190083510M.

E-mail: licongd@mail.sysu.edu.cn



**马 啸** 男, 1968 年生, 河南焦作人. 中山大学教授、博士生导师. 主要研究方向为信息与编码理论、编码调制技术、无线通信、光通信等. 中国电子学会会员编号: E190005835M.

E-mail: maxiao@mail.sysu.edu.cn

#### 作者简介



**杨佳仪** 男, 2000 年生, 河南焦作人. 中山大学硕士研究生. 主要研究方向为编码调制技术及其在无线通信中的应用.

E-mail: yangjy256@mail2.sysu.edu.cn



**王千帆** 男, 1992 年生, 河南焦作人. 中山大学计算机学院博士后, 主要研究方向为信道编码及其在无线通信中的应用. 中国电子学会会员编号: E190023447A.

E-mail: wangqf26@mail.sysu.edu.cn



**姚忻圆梦** 女, 1997 年生, 浙江宁波人, 中山大学在读博士生, 主要研究方向信道编码及其在无线通信中的应用. 中国电子学会会员编号: E190023461A.

E-mail: yaoxym@mail2.sysu.edu.cn