

## 适用于 BICM-ID 系统的星座成形方法

李琪<sup>1</sup>, 周林<sup>2</sup>, 张博<sup>1,3</sup>, 白宝明<sup>1,4</sup>

1. 西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验, 陕西 西安 710071;
2. 华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361021; 3. 96401 部队, 陕西 宝鸡 721000;
4. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 河北 石家庄 050002)

**摘要:** 结合几何成形与概率成形的思想, 提出了一种适用于比特交织编码调制系统的星座成形映射方法。该方法基于实用信号星座, 通过不使用部分能量较大的信号点并利用多对一的映射关系, 使发送信号逼近最佳输入概率分布。利用解调器和译码器之间的迭代译码, 该方法可方便地获得成形增益。基于容量和外信息转移图分析, 给出了信号星座和信号到符号映射的优化方法。理论分析和仿真结果表明, 在高斯白噪声信道和独立 Rayleigh 衰落信道下, 该映射方法利用大信号星座在采用迭代译码的比特交织编码调制系统中均能取得优于传统 Gray 映射的误码性能, 且随着调制阶数的增大可进一步提高成形增益。

**关键词:** 比特交织编码调制; 迭代译码; 映射方式; 成形增益; 外信息转移图

中图分类号: TP391

文献标识码: A

## Simple constellation shaping for BICM-ID

LI Qi<sup>1</sup>, ZHOU Lin<sup>2</sup>, ZHANG Bo<sup>1,3</sup>, BAI Bao-ming<sup>1,4</sup>

1. State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China;
2. School of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China;
3. No. 96401 Troop, Baoji 721000, China; 4. Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050002, China)

**Abstract:** A novel method of constellation mapping is presented for bit-interleaved coded modulation (BICM) by combining geometry shaping with probabilistic shaping. The transmitted signal points of a practical signal constellation approach the optimal input distribution by exploiting a many-to-one mapping with some signal points unused. With this method, shaping gain can be achieved conveniently with the help of iterative decoding between demodulation and decoder. The optimizations of signal constellation and the mapping from symbols to signal points are performed by the analysis of capacity and the extrinsic information transfer chart. Simulation results show that the proposed constellation mapping outperforms the traditional Gray mapping for BICM with iterative decoding in both AWGN and Rayleigh channels. And the shaping gain achieved can be improved with the increase of the constellation size.

**Key words:** bit-interleaved coded modulation; iterative decoding; constellation mapping; shaping gain; extrinsic information transfer chart

### 1 引言

对于带宽受限信道, 通信系统需要采用高阶调制技术和强纠错能力的信道码, 才能实现逼近容量

的高速传输。编码和调制的联合设计也一直是通信界研究的热点。自 Massey 于 1974 年提出将编码和调制视为一个整体进行联合优化设计的思想以来, 研究者们陆续提出了网格编码调制(TCM, trellis

收稿日期: 2014-04-19; 修回日期: 2014-07-10

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2012CB316100); 国家自然科学基金资助项目(61372074, 61302095); 通信网信息传输与分发技术重点实验室开放课题基金资助项目(ITD-U12006)

Foundation Items: The National Basic Research Program of China (973 Program) (2012CB316100); The National Natural Science Foundation of China (61372074, 61302095); Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory (ITD-U12006)

coded modulation)、多层编码调制(MLC, multilevel coding)和比特交织编码调制(BICM, bit-interleaved coded modulation)<sup>[1]</sup>等方案。为了进一步提升性能, Li 等将解调器和译码器视为一个串行级联系统,并在它们之间引入迭代译码(ID, iterative decoding),从而提出了 BICM-ID 系统<sup>[2]</sup>。随着研究的深入,人们逐渐意识到如何将调制符号映射到星座的信号点上成为设计编码调制系统的一个重要方面。例如, TCM 系统使用集合划分(SP, set partition)映射, BICM 系统使用 Gray 映射,而在 BICM-ID 系统中 Gray 映射却不是最佳的<sup>[2-4]</sup>。针对这一现象,人们提出了一些寻找最佳映射的方法<sup>[5,6]</sup>,并利用外信息转移(EXIT, extrinsic information transfer)图分析编码和调制的匹配关系,对编码调制系统进行联合优化<sup>[6]</sup>。

星座成形是一种使输入信号逼近信道最佳输入分布的技术。传统的编码调制系统使用等概的输入信号,而对于加性高斯白噪声(AWGN)信道,平均功率受限信号的最佳输入分布是高斯分布,此时的系统容量与均匀分布时的可达速率之差就是所谓的成形增益(shaping gain),其在高信噪比时的渐近值为 1.53 dB。对于采用高阶调制的带宽受限传输系统,系统总的增益可分为编码增益和成形增益 2 部分。编码增益主要取决于信道码的距离特性,而成形增益依赖于调制信号星座的设计。对于大信号星座,编码与成形可看作是 2 个几乎独立的部分;而对于小信号星座,编码与成形相互作用,系统总的增益不能简单相加。

根据获得成形增益的方法,星座成形大致可分为几何成形<sup>[7,8]</sup>和概率成形<sup>[9-13]</sup>。几何成形可通过寻找最佳星座点的位置<sup>[7]</sup>或是利用不等间隔(nonequally spaced)的信号星座来获得成形增益<sup>[8]</sup>。概率成形的基本原理是使能量较低的信号被使用的概率高于能量较高的信号。因能量较高的信号被使用的概率降低,信号的平均功率就会降低,从而可以节省发射功率。概率成形可采用在信号空间叠加的方法来实现不等概的输入分布<sup>[9]</sup>,也可利用成形码使能量较低的信号被使用的概率大于能量较高的信号<sup>[10]</sup>。Valenti 等利用一个成形编码器使得输出为 0 的概率高于输出为 1 的概率,从而实现不等概映射<sup>[11]</sup>,而 Yang 等通过调整信号点并使用不等间隔信号星座来获得成形增益<sup>[12]</sup>。最近,Bocherer 针对 BICM 系统,利用凸优化的方法计算最佳输入分布,并通过在比特上进行概率成形来获得逼近

Shannon 容量限的性能<sup>[13]</sup>,而 Agrell 等也从理论上证明了在低信噪比下概率成形可以逼近 Shannon 容量限<sup>[14,15]</sup>。另外, Gallager 针对有限输入的无记忆信道,给出了一种多对一的信号映射方法,用以实现不等概的输入信号<sup>[16]</sup>,称之为 Gallager 映射。

本文结合几何成形与概率成形的思想,提出了一种新的成形映射方法,其一方面通过去掉部分能量较大的信号点以节省信号星座的平均功率,另一方面利用 Gallager 映射将部分符号以多对一的方式映射到信号星座上,最终获得近似高斯的信号输入分布。在 AWGN 信道上,该分布可获得逼近最大成形增益的性能提升。通过容量分析可以看出,利用所提方法在中低速率区域可简单有效地获得成形增益。在实际应用中,有限长输入时符号的分配方式对编码调制系统的误码性能也有较大影响。故本文针对 BICM-ID 系统,进一步分析了所提的成形方法。考虑到 BICM-ID 系统采用迭代译码的特点,利用 EXIT 图分析和比较了几种常见调制映射的性能,并给出了信号星座和符号映射的优化设计方法。理论分析和仿真结果表明,在采用高阶调制的情况下所提成形映射方法更适合应用在使用迭代接收的 BICM 系统中,其误码性能在 AWGN 信道和独立 Rayleigh 衰落信道下较传统的 Gray 映射均有明显改善。而且,随着调制阶数的增大,利用该方法获得的成形增益可进一步提高。

## 2 新型成形映射方法及容量分析

### 2.1 新型的映射方式

随着高阶调制的不断应用,信号星座的成形增益越来越受到重视。对于 AWGN 信道,功率受限信号的最佳输入分布是高斯分布。然而,实际通信系统采用的是有限信号星座,调制符号等概且调制映射采用一一映射,故发送信号也等概。

基于实用的有限信号星座,结合几何成形与概率成形的思想,提出了一种新的信号星座及映射方法。其在传统 QAM 信号星座的基础上,通过去掉(或不使用)信号星座上能量较大的信号点,将等概的调制符号映射到一个较小的信号点集合上,而其中能量较低的信号点对应着多个符号,这样既可节省信号星座的平均功率,也便于实现概率成形。例如,图 1(b)给出了一种基于 16-QAM 星座的成形映射方案,记为 12-QAM,图 1(c)给出了一种基于 64-QAM 星座的成形映射方案,记为 44-QAM。图中,调制

符号表示为比特序列，空心点表示不使用的信号点。

为了获得最大成形增益，需要优化设计信号星座以寻找最佳的星座形状并给出符号的分配方案，也即确定保留星座上的哪些信号点且信号点上各分配多少符号。保留星座上的哪些信号点决定了星座的形状（在二维情况下，最佳信号星座的外形逼近圆形），而信号点上各分配多少个符号决定了成形映射下各信号点的使用概率。然而，基于一个实

际的信号星座进行优化设计，只需考虑有限的几种情况，再从中挑选出最优的即可。例如，考虑到信号星座的对称性，从 64-QAM 中去掉四角上能量较大的 20 个信号点得到了如图 1(c)所示的 44-QAM，也可以只去掉 12 个信号点得到 52-QAM，或去掉 32 个信号点得到 32-QAM，甚至去掉更多信号点。但若是去掉的信号点太多，系统容量会下降较多，不利于获得高速率传输速度且需要采用码率较低

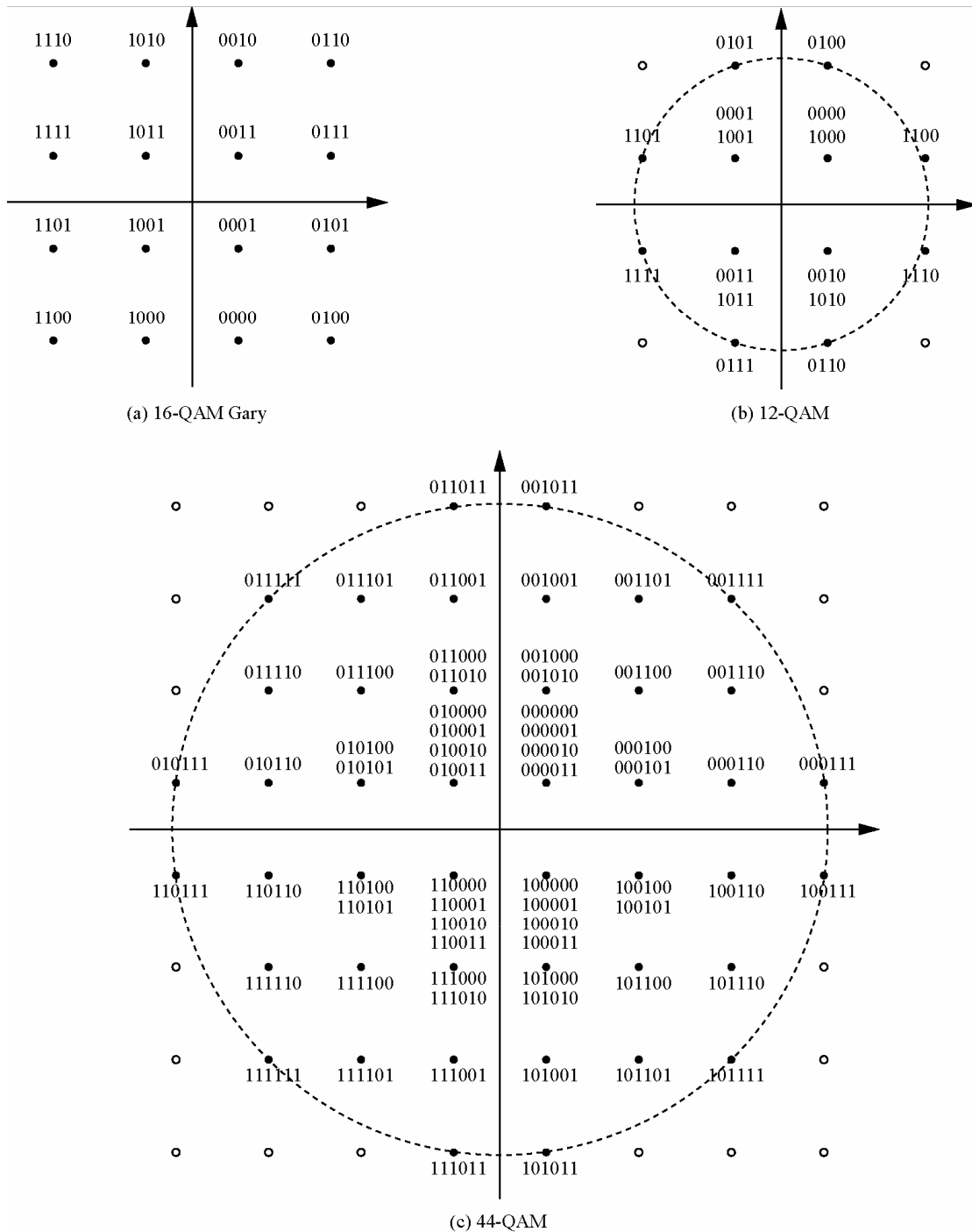


图 1 信号星座

的信道码。在分配符号时，因能量较大信号点上分配的符号个数不会超过能量较小信号点上分配的符号个数，且信号点的发送概率也只能是一些离散值（如 1/64、2/64 等）。故分配符号时仅需考虑那些在中间信号点上分配较多符号，而在周边信号点上分配的符号数逐渐减少的情况。综合以上各种情况，通过比较编码调制系统的容量及成形增益，便可以找出最佳的星座形状和符号分配方案。

### 2.2 容量分析

令  $\mathcal{X} \subseteq \mathcal{C}$  为发送信号的集合。考虑离散时间 AWGN 信道，其信道模型表示为

$$Y = X + Z$$

其中， $X \in \mathcal{X}$  为输入信道的复信号， $Y \in \mathcal{C}$  为信道输出的复信号， $Z$  为复高斯白噪声且  $Z \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ ， $N_0$  为高斯噪声的单边功率谱密度。

令  $l = \sum_{i=0}^{m-1} b_i 2^i$  为  $m$  比特长分组  $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_{m-1})$  的整数表示，其中， $b_i \in \{0, 1\}$ ， $i = 0, 1, \dots, m-1$ 。调制器将输入比特序列以  $m$  长为一段进行分组，并将其用整数表示的符号  $l$  映射为信号点  $x = \mu(l) \in \mathcal{X}$ ，其中， $\mu$  为符号到信号点的映射函数， $\mathcal{L} = \{0, 1, \dots, 2^m - 1\}$  为发送符号的集合且集合中符号的个数为  $M = 2^m$ 。假设调制器的输入符号取值是等概的，即  $P(l) = 1/M$ ， $\forall l \in \mathcal{L}$ ，则发送信号的概率分布可表示为

$$P(x) = \sum_{l \in \mathcal{L}, \mu(l)=x} P(l) = \sum_{l \in \mathcal{L}, \mu(l)=x} \frac{1}{M}$$

此时，系统的（受限）容量为

$$C = I(Y; X)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{x \in \mathcal{X}} P(x) \int_{-\infty}^{+\infty} p(y|x) \text{lb} \frac{p(y|x)}{\sum_{x' \in \mathcal{X}} P(x') p(y|x')} dy \\ &= \sum_{l \in \mathcal{L}} P(l) \int_{-\infty}^{+\infty} p(y|\mu(l)) \text{lb} \frac{p(y|\mu(l))}{\sum_{l' \in \mathcal{L}} P(l') p(y|\mu(l'))} dy \\ &= \text{lb} M - \frac{1}{M} \sum_{l \in \mathcal{L}} \int_{-\infty}^{+\infty} p(y|\mu(l)) \text{lb} \frac{\sum_{l' \in \mathcal{L}} p(y|\mu(l'))}{p(y|\mu(l))} dy \\ &= m - \frac{1}{M} \sum_{l \in \mathcal{L}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{|y - \mu(l)|^2}{N_0}\right) \cdot \\ &\quad \text{lb} \sum_{l' \in \mathcal{L}} \exp\left(\frac{|y - \mu(l)|^2 - |y - \mu(l')|^2}{N_0}\right) dy \end{aligned} \quad (1)$$

其中， $p(y|x = \mu(l))$  为信道的转移概率密度函数。

式(1)可采用数值积分或 Monte Carlo 仿真方法进行计算，图 2 给出了采用所提成形映射方法时编码调制系统的容量，图 3 给出了高斯输入、等概输入和成形映射输入时系统容量的差距。可以看出，所提方法可使系统的容量在中低速率区域得到一定的提升，与采用传统调制方式的情况相比，能获得最大约 0.22 dB 和 0.46 dB 的成形增益，如图 3 所示。最大成形增益是在采用高斯分布输入时高信噪比下的渐进值，而采用所提方法的信号输入分布取值有限，所以为了逼近最佳输入分布并获得更高的成形增益，需要选用更大的信号星座或增加调制符号的个数。从图中还可以看到，随着速率的提高，采用所提方法时的容量曲线与传统均匀分布方式下的容量曲线有一个交点（如 12-QAM 与 16-QAM 的容量曲线交于速率为 3 bit/符号附近），而在这个交点右侧，采用所提方法时系统的误码性能会差于

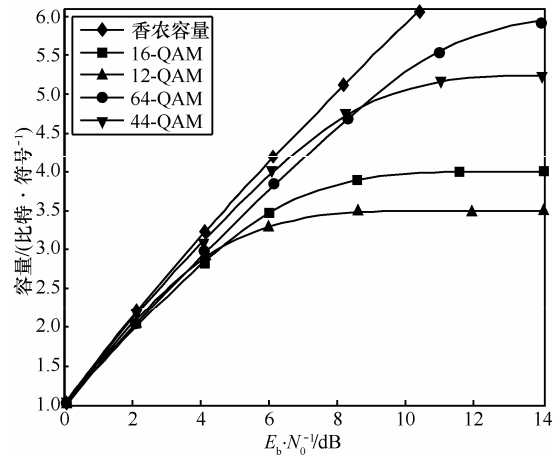


图 2 几种映射方式下编码调制系统的容量

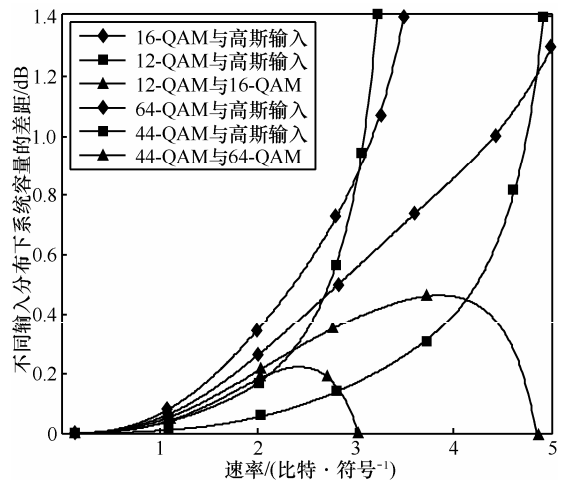


图 3 几种不同输入分布下容量的差距

传统方式下的性能。故该方法为了获得成形增益并保证较高的传输速率, 需要扩大信号星座并采用中低码率的信道码。另外, 由于采用了部分多对一的映射关系, 解调器不能很好地区分对应到同一个信号点的多个符号, 但当结合编码的方法考虑整个序列时, 由成形获得的增益足以弥补因多对一映射产生的影响, 甚至带来系统性能的提升。

### 3 成形映射在 BICM-ID 系统中的应用与优化设计

目前, BICM 被认为是一种比较实用的编码调制方案, 因其既能在 AWGN 信道下取得很好的性能, 在衰落信道下也有突出的表现<sup>[2]</sup>。随着 Turbo 码和低密度奇偶校验(LDPC)码等的提出, BICM 系统开始采用这类能逼近容量限的信道码来取代早期的卷积码, 如 DVB-T2 标准, 中国移动多媒体广播(CMMB)等。在 BICM 系统中, 信号星座的最佳映射是 Gray 映射, 因此时解调器提供的互信息是最大的。然而对于 BICM-ID 系统, 符号到信号点的映射关系对迭代译码的性能有很大影响。因此, 在前面根据容量分析确定了信号星座的形状及信号的输入分布的基础上, 进一步结合 BICM-ID 系统优化设计符号到信号点的具体分配方法, 并利用 EXIT 图分析在所提方案与几种常用调制方式下系统的性能。

#### 3.1 BICM-ID 编码调制系统

BICM-ID 编码调制系统如图 4 所示。信息序列  $\mathbf{u} = (u_0, u_1, \dots, u_{k-1})$  经过编码器编码后, 得到码字序列  $\mathbf{c} = (c_0, c_1, \dots, c_{n-1})$ , 然后将其经比特交织后的序列  $\tilde{\mathbf{c}} = (\tilde{c}_0, \tilde{c}_1, \dots, \tilde{c}_{n-1})$  逐段映射到调制信号星座上, 得到信号序列  $\mathbf{x}$ 。在接收端, 解调器和译码器之间采用迭代的方式译码。解调器基于接收信号  $\mathbf{y}$  和先验信息  $L_{A, \text{Dem}}$  计算得到解调器的比特级对数似然比外信息序列  $L_{E, \text{Dem}}$ , 其经过解交织后的序列  $L_{A, \text{Dec}}$  作为译码器的输入; 译码器译码后, 将输出

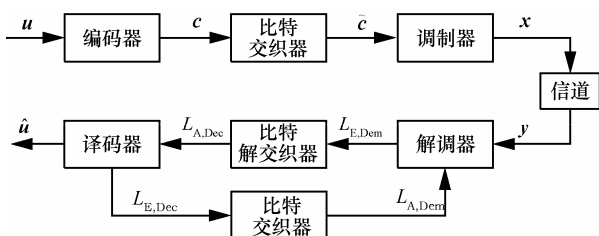


图 4 BICM-ID 系统

的外信息序列  $L_{E, \text{Dec}}$  经交织后的序列反馈回解调器, 作为解调器下一次迭代的先验信息  $L_{A, \text{Dem}}$ 。假定先验等概, 故第一次迭代时输入解调器的先验信息为全零序列。

#### 3.2 信号星座与符号映射的优化设计

BICM-ID 系统的迭代译码过程需要在解调器和译码器之间传递比特级软信息, 而各信号点具体对应着那些符号影响着系统的性能。在理想交织的情况下计算外信息时, 可以认为该符号的其他比特是先验已知的。因此, 为了使解调器的 EXIT 曲线具有较高的起点, 应使该比特级对数似然比给出的互信息尽可能大, 也即使

$$D = \frac{1}{m2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{l \in \mathcal{L}_i^b} \sum_{l' \in \mathcal{L}_i^{\bar{b}}} \frac{1}{|\mu(l) - \mu(l')|}$$

尽可能小<sup>[5]</sup>, 其中,  $\mathcal{L}_i^{\bar{b}} = \{l \in \mathcal{L} | b_i(l) \neq b\}$  为  $\mathcal{L}$  中第  $i$  个比特不为  $b$  的所有符号的集合, 且  $b_i(l)$  为符号  $l$  的第  $i$  个比特。另一方面, 为了利用解调器和译码器之间的迭代译码提升系统的误码性能, 应使该映射方案具有上升速率更快的 EXIT 曲线, 但迭代译码的门限最终由解调器和译码器 EXIT 曲线的匹配情况确定。故而可以通过不断尝试交换 2 个调制符号, 寻找使  $D$  尽可能小且解调器的 EXIT 曲线与译码器的 EXIT 曲线之间有通路 (不相交) 的最佳的映射关系<sup>[6]</sup>。该搜索算法描述如下。

**初始化** 初始化一个足够大的  $E_b/N_0$ ; 计算 LDPC 码的外信息转移曲线  $T_c$ ; 随机初始化星座映射关系  $M = M_0$ 。

**步骤 1** 所有可能的符号对, 交换这 2 个符号到信号点的映射关系, 寻找使  $D$  最小的映射关系  $M^*$ , 令  $M = M^*$ , 转入步骤 2。

**步骤 2** 映射关系  $M$ , 计算外信息转移曲线  $T_m$ 。若  $T_c$  与  $T_m$  无交点, 降低  $E_b/N_0$  并转入步骤 1; 否则, 输出  $M$  及收敛门限 ( $E_b/N_0$  的值), 退出。

该算法需要多次执行以获得全局最优解。基于以上方法, 优化设计出了如图 1 所示的信号星座。

#### 3.3 EXIT 分析

EXIT 分析是一种用于估计迭代译码器译码门限的图形化分析方法<sup>[17]</sup>, 其基于互信息的概念, 在一致高斯假设下分析迭代译码器随信道条件变化时

的收敛情况。EXIT 分析同样适用于串行级联系统，而编码调制系统的解调器与信道编码器可视为一个串行级联系统。因此，该方法也被广泛应用于分析 BICM-ID 系统的迭代译码过程<sup>[6]</sup>。下面，基于 EXIT 图分析所提成形映射方法在迭代译码过程中的收敛情况。

假定输入解调器的先验信息服从一致高斯分布。令  $\mathcal{L}_i^b = \{l \in \mathcal{L} | b_i(l) = b\}$  为  $\mathcal{L}$  中第  $i$  个比特为  $b$  的所有符号的集合。定义解调器先验信息的互信息为  $I_{A, Dem} = I(L_{A, Dem}; X) = J(\sigma_A)$ ，其中，先验信息  $L_{A, Dem}$  的方差为  $\sigma_A^2$ ，均值为  $\sigma_A^2 / 2$ ，函数  $J$  的定义为

$$J(\sigma) = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(l-\sigma^2/2)^2}{2\sigma^2}} \text{lb}(1 + e^{-l}) dl$$

定义解调器外信息给出的关于第  $i$  个比特  $b_i$  的互信息为

$$\begin{aligned} I_{E, Dem}^i &= I(L_{E, Dem}; b_i) \\ &= \sum_{b_i \in \{0,1\}} p(b_i) \int_{-\infty}^{+\infty} p(L_{E, Dem} | b_i) \cdot \\ &\quad \text{lb} \frac{2p(L_{E, Dem} | b_i)}{p(L_{E, Dem} | b=0) + p(L_{E, Dem} | b=1)} dy \end{aligned}$$

其中， $p(b=0) = p(b=1) = 1/2$ ，且解调器第  $i$  个比特  $b_i$  的外信息可表示为

$$\begin{aligned} L_{E, Dem}(b_i) &= \ln \frac{\sum_{l \in \mathcal{L}_i^0} p(y|x = \mu(l)) p(l | L_{A, Dem})}{\sum_{l \in \mathcal{L}_i^1} p(y|x = \mu(l)) p(l | L_{A, Dem})} - L_{A, Dem}(b_i) \\ &= \ln \frac{\sum_{l \in \mathcal{L}_i^0} p(y|x = \mu(l)) \prod_{j=0}^{m-1} \frac{\exp((1-b_j(l))L_{A, Dem}(b_j(l)))}{1 + \exp(L_{A, Dem}(b_j(l)))}}{\sum_{l \in \mathcal{L}_i^1} p(y|x = \mu(l)) \prod_{j=0}^{m-1} \frac{\exp((1-b_j(l))L_{A, Dem}(b_j(l)))}{1 + \exp(L_{A, Dem}(b_j(l)))}} \\ &\quad - L_{A, Dem}(b_i) \\ &= \ln \frac{\sum_{l \in \mathcal{L}_i^0} p(y|x = \mu(l)) \exp\left(\sum_{j=0}^{m-1} (1-b_j(l))L_{A, Dem}(b_j(l))\right)}{\sum_{l \in \mathcal{L}_i^1} p(y|x = \mu(l)) \exp\left(\sum_{j=0}^{m-1} (1-b_j(l))L_{A, Dem}(b_j(l))\right)} \\ &\quad - L_{A, Dem}(b_i) \end{aligned}$$

则比特级外信息的平均互信息为  $I_{E, Dem} = 1/m \sum_{i=0}^{m-1} I_{E, Dem}^i$ ，因  $L_{E, Dem}$  的分布未知，故利用 Monte Carlo 仿真和直方图统计的方法计算该平均互信息，并给出了所提成形映射方法与几种常用调制映射方式下解调器的 EXIT 曲线，如图 5 和图 6 所示。用类似的方法，

也可定义译码器的互信息  $I_{A, Dec} = I(L_{A, Dec}; X)$  和  $I_{E, Dec} = I(L_{E, Dec}; X)$ ，并给出了 2 个 LDPC 码译码器的外信息转移图。

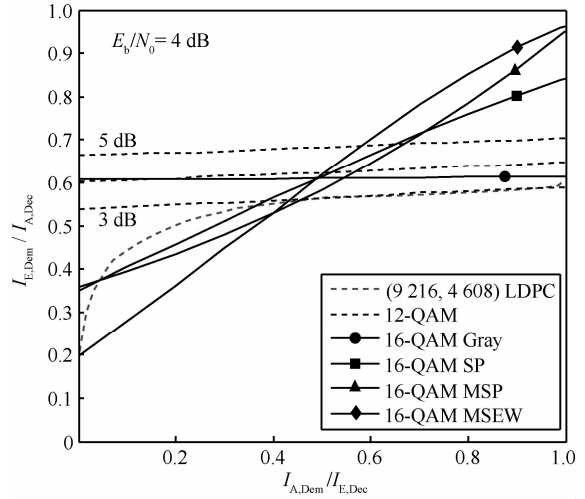


图 5 12-QAM 和 16-QAM 的 EXIT 曲线

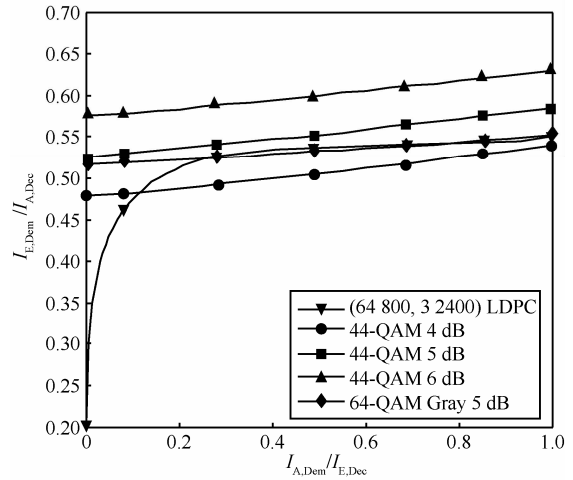


图 6 44-QAM 和 64-QAM 的 EXIT 曲线

从图 5 中可以看出，Gray 映射在未知先验信息 ( $I_{A, Dem} = 0$ ) 时给出的互信息最大，这也是 BICM 系统选用此类映射的原因。然而对于 BICM-ID 系统，误码性能取决于解调器和译码器外信息转移曲线的匹配情况，而这 2 条曲线相切时的信噪比（译码门限）很大程度上决定着瀑布区 (waterfall region) 的位置。从图中还可以看到，SP、MSP<sup>[3]</sup> 和 MSEW<sup>[4]</sup> 映射下解调器的外信息转移曲线过早的与译码器外信息转移曲线相交，而 Gray 映射时的外信息转移曲线几乎是水平的，不能充分发挥译码器和解调器联合迭代所带来的好处。相比之下，12-QAM 信号星座的解调器外信息转

移曲线的起点与 Gray 映射的曲线几乎相同, 而终点更高一些, 且该曲线与译码器外信息转移曲线相切时的译码门限也低于其他几种调制方式, 在  $E_b/N_0$  为 3 dB 附近, 也即瀑布区的出现将早于其他几种映射方式。图 6 给出的 44-QAM 信号星座的解调器外信息转移曲线具有与 12-QAM 信号星座的曲线类似的优点, 且译码门限在  $E_b/N_0$  为 4.7 dB 附近。

### 3.4 仿真结果

基于图 4 所示的 BICM-ID 系统, 选用 CMMB 标准中的(9 216, 4 608) LDPC 码和 DVB-T2 标准中的(64 800, 32 400) LDPC 码, 码率均为 1/2, 结合所提成形映射和传统 Gray 映射, 给出了系统在 AWGN 信道下的误码性能, 如图 7 所示。LDPC 码译码器最大迭代 50 次, 译码器和解调器联合迭代最大 10 次。从图 7 中可以看出, 相对于采用 16-QAM 的情况, 12-QAM 方案下的 BICM-ID 系统选用 CMMB LDPC 码的 BER 在  $10^{-5}$  时约有 0.34 dB 的改善, 距译码门限约 0.7 dB, 而选用 DVB-T2 LDPC 码时的误码性能约有 0.15 dB 的提升。相对于采用 64-QAM 的情况, 44-QAM 方案下 BICM-ID 系统采用 2 个 LDPC 码的 BER 在  $10^{-5}$  时也分别获得约 0.68 dB 和 0.52 dB 的提升, 且距选用 DVB-T2 LDPC 码时的译码门限约 0.4 dB。另外, 图 8 给出了 BICM-ID 系统在独立 Rayleigh 衰落信道下的误码性能。从图中可以看出, 2 种 LDPC 码采用 44-QAM 映射在衰落信道下也都能获得优于使用传统 Gray 映射时的误码性能。

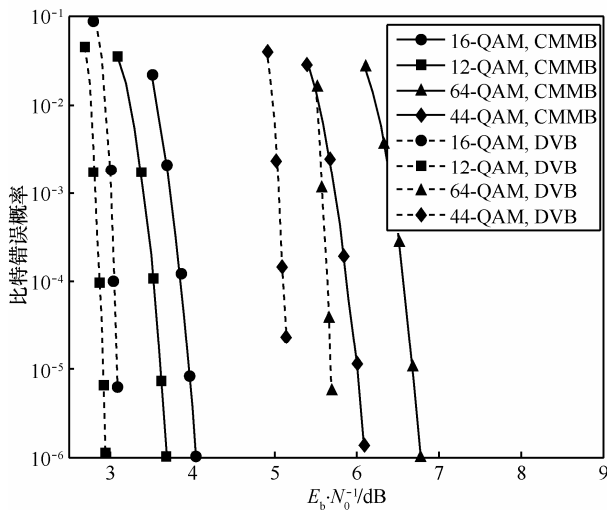


图 7 AWGN 信道下的误码性能

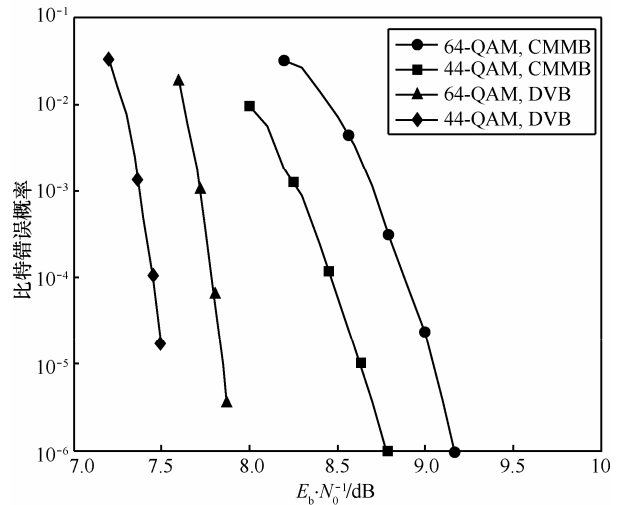


图 8 独立 Rayleigh 衰落信道下的误码性能

## 4 结束语

基于实用的调制信号星座, 结合几何成形与概率成形的思想, 提出了一种新的成形映射方法, 并给出了信号星座和符号映射的优化设计方法。通过不使用部分能量较大的信号点并利用多对一的映射关系, 使发送信号被使用的概率逼近最佳输入分布。该方法简单有效, 虽会带来少许速率损失, 但在解调器和译码器的迭代译码情况下, 节省的功率足以弥补这种速率损失, 甚至能获得性能提升。针对 BICM-ID 系统, 基于 EXIT 分析给出了优化设计调制符号到信号点上的分配方法。理论分析和仿真结果表明, 在 AWGN 信道和独立 Rayleigh 衰落信道下, 所提映射方法利用大信号星座可使 BICM-ID 系统的性能较传统 Gray 映射有明显改善。并且, 随着调制阶数和符号数的增大, 利用该方法可逼近最佳输入分布, 并获得逼近最大成形增益的性能提升。

### 参考文献:

- [1] CAIRE G, TARICCO G, BIGLIERI E. Bit-interleaved coded modulation[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1998, 44(3): 927-946.
- [2] LI X, RITCEY J A. Trellis-coded modulation with bit interleaving and iterative decoding[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 715-724.
- [3] 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.
- [4] TAN J, STUBER G L. Analysis and design of symbol mappers for iteratively decoded BICM[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4(2): 662-672.
- [5] SCHRECKENBACH F, GORTZ N, HAGENAUER J, et al. Optimization

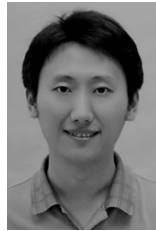
of symbol mappings for bit-interleaved coded modulation with iterative decoding[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(12): 593-595.

- [6] XIE Q, YANG Z, 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 Trans on Vehicular Technology, 2013, 62(3): 1216-1227.
- [7] LE GOFF S Y. Signal constellations for bit-interleaved coded modulation[J]. Information Theory, IEEE Trans, 2003, 49(1): 307-313.
- [8] CRONIE H S. Signal shaping for bit-Interleaved coded modulation on the AWGN channel[J]. IEEE Trans on Communications, 2010, 58(12): 3428-3435.
- [9] MA X, LI P. Coded modulation using superimposed binary codes[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2004, 50(12): 3331-3343.
- [10] LE GOFF S Y, BOON K K, TSIMENIDIS C C, *et al.* Constellation shaping for bandwidth-efficient turbo-coded modulation with iterative receiver[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2007, 6(6): 2223-2233.
- [11] VALENTI M C, XIANG X. Constellation shaping for bit-interleaved LDPC coded APSK[J]. IEEE Trans on Communications, 2012, 60(10): 2960-2970.
- [12] YANG F, YAN K, XIE Q, *et al.* Non-equiprobable APSK constellation labeling design for BICM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(6): 1276-1279.
- [13] BOCHERER G. Probabilistic signal shaping for bit-Interleaved coded modulation[EB/OL]. arXiv: 1401.6190.2014. <http://arxiv.org/abs/1401.6190>.
- [14] AGRELL E, ALVARADO A. Achieving the Shannon limit with probabilistically shaped BICM[A]. Proc of IEEE International Symposium on Information Theory[C]. Cambridge MA, IEEE, 2012. 2421-2425.
- [15] AGRELL E, ALVARADO A. Signal shaping for BICM at low SNR[J]. Information Theory, IEEE Transactions, 2013, 59(4): 2396-2410.
- [16] GALLAGER R G. Information Theory and Reliable Communication[M]. New York: Wiley, 1968.
- [17] TEN BRINK S. Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(10): 1727-1737.

#### 作者简介:



**李琪** (1982-), 男, 湖北孝感人, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为编码调制技术、无线通信。



**周林** (1982-), 男, 河南南阳人, 华侨大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向为编码调制技术、无线通信等。



**张博** (1982-), 男, 陕西西安人, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为干扰信道容量及传输策略。



**白宝明** (1966-), 男, 山西大同人, 西安电子科技大学教授、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、无线通信和量子通信。