



Views & Comments

移动通信中的空口链路构建——从 $\{0,1\}$ 到 $[0,1]$

江涛*

Research Center of 6G Mobile Communications, School of Cyber Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China

1. 引言

移动通信掀起了新一轮信息革命浪潮，将人与人、人与物、物与物之间连接的广度和深度拓展到前所未有的新水平。它是万物智联的基石，其发展之快、辐射之广、影响之深前所未有，正在重塑人类的认知能力和思维方式，改变着生产与生活方式，推动着生产力质的飞跃和人类文明的深刻革新。我国移动通信技术经历近四十年的超高速发展，已实现5G大规模商用，让高速、可靠的移动通信走进千家万户，完成了由弱到强的历史性飞跃。

移动通信的发展史可以简单归结为信息的不确定性需求与空口链路不确定性的斗争史。移动通信在中国起源于20世纪80年代[1]，彼时中国的移动通信用户不超过1.8万，频谱资源丰富。因此，链路不确定性的主要表现形式之一是由路径损耗、障碍物遮挡、多径效应等引发的信道衰落。移动信号经历不确定性信道衰落，造成不同程度的信号质量下降，严重时表现为语音业务失真。为了改善通信信号质量，20世纪90年代，第二代移动通信提出了块卷积码、循环冗余校验（cyclic redundancy check, CRC）码、纠错循环码、奇偶码等一系列信道编码技术[2]，旨在为每一位码字建立校验关系，接收端根据校验关系确定错误所在位置并予以纠正，极大地改善了不确定性衰落引发的信息误码。

随着移动通信快速发展，特别是用户激增，可利用频谱资源日益紧张，电磁环境渐趋复杂，导致不确定性干扰成为继不确定性衰落之后的又一大障碍。干扰与衰落都具有使信号失真的外在表现，但干扰主要来源于电磁扰动等其他外在的通信系统，衰落来源于电磁波传播中客观存在的散射、反射及多径效应、多普勒效应等。因此，在处理不确定性干扰时，可以采用更加灵活主动的方式避免干扰。21世纪初，第四代移动通信提出正交频分复用（orthogonal frequency division multiplexing, OFDM）调制技术[3]，使各子信道保持正交的同时提升了频谱利用率，极大地缓解了频谱资源有限导致的干扰问题。此外，无线频谱资源的分配体制还规定了不同通信系统之间的正交性，为避免不确定性干扰提供了额外保障。至此，信道编码、信号调制被公认为应对链路不确定性的两大关键技术。

编码、调制技术的发展历程贯彻了基于“ $\{0,1\}$ ”思想的设计思路，具体表现为技术层面的离散化决策以及环节层面的堆叠式处理。在技术层面上，经典编码调制技术是以高斯信道/二进制对称信道（binary symmetric channel, BSC）等为基本假设，把复杂的通信过程抽象成简洁直观且可解析的数学物理模型，并设计对应的技术范式。例如，低密度奇偶校验（low-density parity-check, LDPC）信道编码在进行校验关系设计时存在两种离散状态，即“1”

* Corresponding author.
E-mail address: taojiang@hust.edu.cn.

状态（全部的信息比特均会被校验比特保护）或“0”状态（信息比特全都不被保护）。同样，正交幅度调制（quadrature amplitude modulation, QAM）技术认为星座点始终均匀分布，其欧氏距离在多种离散状态间阶跃变化，即“0”状态指所有星座点间欧氏距离保持相等且不变，“1”状态指所有欧氏距离统一阶跃变化到下一状态。在环节层面上，经典数字通信系统采用模块化设计，包括信道编码、信号调制和其他模块。这些模块相对独立、各司其职，通过简单的模块堆叠（即各种模块的简单组合）实现通信过程。因此，要提高单个模块的性能，就必须牺牲其他模块的灵活性。例如，在QAM系统中，为了使用更高调制阶数实现更快传输速率，必须部署更多的校验比特来保护信息比特，从而牺牲了校验关系设计的灵活性。可见，在移动通信技术发展初期，这种“{0,1}”设计思想简化了空口链路构建的复杂性，加速了信道编码和信号调制研究进展，推动了移动通信技术的快速进步。此外，“{0,1}”设计思想还有效地解决了已知和通用信道环境下通信场景中链路不确定性带来的问题。

然而，鉴于通信需求的爆炸式增长，空口链路构建技术必须深耕挖掘时、空、频多域通信资源以满足这些需求。因此，链路的不确定性越发呈现出复杂的多域耦合特征。此时，基于“{0,1}”设计思想的编码调制技术已难以以为移动通信技术发展提供持续动力。从技术层面上来说，经典信道编码基于共性的信道假设，对信息比特进行无差异校验，难以应对信道时变性导致的信息出错概率差异化；而时、空、频多域干扰相互独立的高斯假设与实际信道的耦合特征不匹配，QAM调制难以灵活对抗复杂不确定的干扰。环节层面上，信道编码和信号调制之间存在内生矛盾。传统信道编码中的校验比特分布不同导致信号调制的符号失真概率不同，从而造成部分符号容易出错。同样，传统信号调制的比特符号映射方式和调制阶数选择的不同也会导致编码信息比特的出错概率不同，从而使部分比特容易出错。由此可见，经典“{0,1}”设计思想没有精细化地考虑比特和符号的连续性变化特征，存在明显的应用局限性。因此，灵活调整信道编码和信号调制的内在结构和参数，形成编码、调制相辅相成的技术体系，可为移动通信技术演进开辟新思路。

在本文中，我们引入了一种名为“[0,1]”的新思想，其核心是对通信系统中的关键栈进行灵活配置，涵盖了编码和调制从“0”到“1”连续区间内的所有可能状态，目的是为设计更有效的编码和调制技术提供指导。传统的“{0,1}”思想将结构和参数限制在几个离散的状态中，与之相反，所提出的“[0,1]”思想更加突出编码、调制的灵

活配置。我们设计了编码码字及符号分布连续可变的机制，赋予了空口链路前所未有的动态适应性，从而打破了原有空口链路构建环节之间相互孤立、独立运作的格局。更具体地说，我们提出了有限长信道编码和非对称信号调制，以实现从“{0,1}”到“[0,1]”的灵活过渡。所提出的技术克服了历代技术演进所积累的僵化机制带来的局限性，实现了空口链路构建各环节之间的弹性协同。这种协同有望更高效地应对链路不确定性所引发的衰落、干扰问题，特别是在中短码长下，从而为未来移动通信技术的发展提供潜在的突破口。

2. 未来移动通信需求

对于未来移动通信，重新考虑当下的需求源头远比技术驱动的方式更有意义。特别是在6G时代即将来临，沉浸式云扩展现实（extended reality, XR）、全息通信、感官互联等新兴业务不断涌现，表现出沉浸化、交互化的特点，并且深海、深空、深地等新兴场景极限条件下的通信场景，表现出更加多样化和复杂的环境挑战。这些需求可能无法通过沿用并叠加经典技术的发展来实现，其主要挑战是低延时交互化、沉浸化和广域服务覆盖所带来的复杂性和不确定性相关的技术问题。相比之下，1G到5G的发展得益于蜂窝网络架构这种具有共性的场景。第一代到第五代移动通信技术发展中，空口链路中的编码、调制技术不断发展进步：从卷积码到以涡轮（turbo）码、LDPC码和极化码为代表的编码方式；从4QAM到64QAM的星座调制技术；从单天线到多天线传输技术。可以发现，经典香农信息论是以信道环境特征已知为基本前提。然而，6G必须接受上述各种新出现的场景所带来的全域化的不确定性挑战，未来移动通信应该以需求为导向。

在下面的讨论中，我们会提供一些例子，以进一步阐述6G的需求来源和6G需要探索的新技术。随着云XR等业务的发展，终端设备将变得更轻便、更智能，同时带来更加沉浸的用户体验。全面沉浸化时代的到来，使得XR技术有望成为文化娱乐、医疗健康、教育以及社会生产等领域的重要工具。此外，随着终端显示设备的进步，未来的全息信息传递将通过自然逼真的视觉还原，实现人、物及其周边环境的三维动态交互。云化XR与全息的结合，将使人们不受时间和空间的限制，能够在虚拟场景与真实场景之间自由切换，打破现实与虚拟的界限，实现一种全新的沉浸化业务体验。然而，沉浸化和交互化要求传输达到超低时延，这就意味着超短的码长。现有具有明确性能界的码长一般都在200以上，当编码的码组长度低至

100量级的时候，原有香农定理指导下以增加冗余信息来平均信道非平坦和噪声的编码方法除了会极大地增加复杂度之外，也将大幅降低信息传输效率。由此可见，经典编码理论基本不再适用于短码领域。怎样更精准地为不同重要性的数据提供最优纠错方案，实现差异化高效传输，是我们在未来移动通信中需要着重考虑的事情。

另外，随着用户需求的发展，通信网络也面临更加多样化和复杂的环境挑战，如高山、海洋和偏远无人区等，特别是以“三深”为代表的极限环境。在深空领域中，星际介质的真实特性（如丰度、同位素比例等）与高能粒子在太阳风和星际磁场影响下的分布特性模糊，导致深空通信链路的不确定性大幅增加；在深海领域中，由于物理特性和海洋动力学过程的复杂交互，海洋的物理条件（如水温、盐度以及洋流等）复杂多变，受季节变化、气候模式等多重因素的影响，不同海域及同一海域内不同深度的环境条件差异显著，导致海域通信信道呈现多样化特征；在深地领域中，高地应力、高渗透压、高地温和采矿扰动等“三高一扰”的恶劣环境，以及地质构造、岩石力学行为等复杂变形性质，均导致以大地为传输媒介的通信信道中的衰落及干扰变得尤为复杂。可见，极限环境所具有的衰落水平、电磁干扰、辐射等级、介质参数等差异巨大，信道个性特征显著。被动的、补丁式的、增量式的经典调制设计仅能给出适应单一物理场、单一介质特性的有限调制选择，匹配离散“{0,1}”典型特征的限制，而无法将多物理场信号与跨介质环境中各异的波速、衰减等传播特征进行“[0,1]”连续适配，难以应对极限环境下更加复杂的通信链路不确定性。

总之，对编码调制本身进行灵活设计及配置，才能满足未来移动通信日益复杂多样的需求。因此，应该利用

“[0,1]”思想扩展编码和调制自身的性能边界以形成先进的空口链路构建技术体系。

3. “[0,1]”思想下的总体设计框架

“[0,1]”思想使得编码和调制的配置更加灵活。与传统的“{0,1}”思想（将结构和参数限制在少数离散状态）不同，采用“[0,1]”思想的编码和调制技术能够使关键参数的所有可能状态呈现连续的区间值。图1展示了“[0,1]”思想的总体设计框架。基于“[0,1]”思想，本文设计了一种奇偶校验级联（parity-check-concatenated, PCC）极化码，其中使用了灵活的校验关系（即“[0,1]”校验关系），而不是在编码模块中使用的完全校验（即“{0,1}”校验关系），以便通过描绘每个编码比特所受到的不确定性，为不同的信息比特提供差异化的保护。根据“[0,1]”思想，本文还设计了一种广义映射辅助下的黄金角调制（golden angle modulation, GAM），其调制阶数可以是任何正整数，从而根据不同符号的干扰强度调整某些星座点之间的欧氏距离（即“[0,1]”距离），而不是使用固定的等间隔欧氏距离（即“{0,1}”距离）。“[0,1]”思想为编码和调制模块提供了前所未有的灵活性。接下来的章节将详细介绍“[0,1]”思想在编码和调制技术中的具体应用。

4. 有限长信道编码

信道编码作为一种有效的差错控制方法，通过向待传输信息中添加用于纠错的冗余校验比特来抵抗通信链路的不确定衰落，具有不可替代的作用。1967年，信息论创始人 Claude Shannon 指出信道编码存在两大目标：一是无

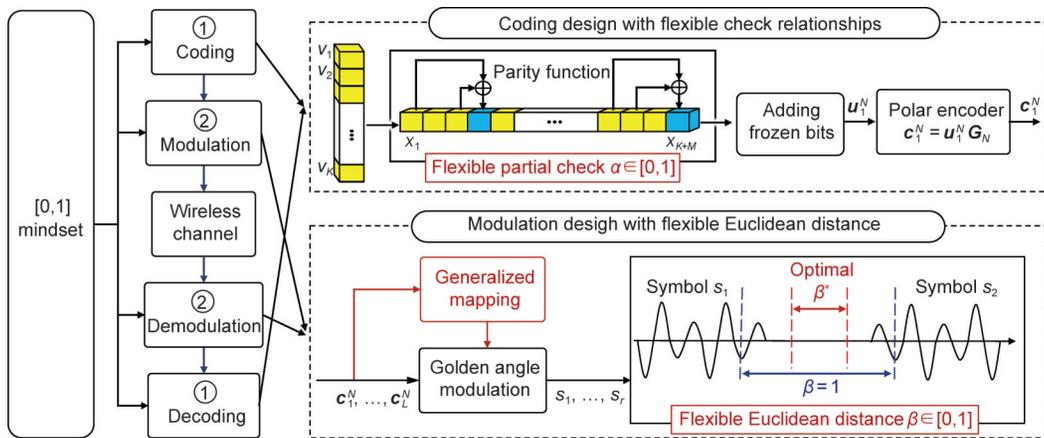


图1. “[0,1]”思想下信道编码和信号调制的通用设计框架。 v : 信息比特; x : 奇偶校验编码后的编码比特; K : 信息比特长度; M : 校验比特长度; N : 码字长度; s : 符号; r : 符号数; u : 极化编码器的输入序列; c : 编码比特; G : 生成矩阵; L : 码字数; α : 灵活部分校验参数; β : 灵活欧氏距离参数。

限长编码性能达到香农限；二是有限长编码性能逼近香农限。纵观数十年发展，信道编码由早期的汉明码、卷积码、BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) 码、里德-所罗门 (Reed-Solomon, RS) 码，演变到后来的 turbo 码、LDPC 码等，在无限码长下的编码性能逐步提升。其中，turbo 码和 LDPC 码性能均可逼近香农限，引起学术界和工业界的广泛关注，turbo 码更是被入选为第三代/第四代移动通信系统信道编码的技术标准。2009 年，E. Arıkan 提出的极化码[4]给信道编码领域带来了历史性突破，因为它是目前唯一一种理论上能在无限码长下性能达到香农限的结构化编码方法。由此，信道编码的研究重心逐渐转移到第二个目标，即如何在实际通信的有限码长下使编码性能逼近性能极限。

在进入 21 世纪的很长一段时间里，有限长信道编码的性能始终与香农限存在 1 dB 差距[5]，而如何突破这 1 dB 禁区一直是世界性难题。Shannon 曾在关于通信数学理论的开创性著作中强调了适当引入冗余以对抗特定噪声结构的必要性，即信道编码需要结合信道特性设计校验比特[6]。然而，经典信道编码主要以香农理论为基础，立足于比特信道独立同分布的基本假设，即进行理想化处理，并未考虑链路不确定性对比特信道带来的差异化影响。

具体来说，如 CRC 极化码[7]、极化调整卷积 (polarization-adjusted convolutional, PAC) 码[8]和 Arıkan 经典极化码[4]等经典信道编码方法在进行校验关系设计时一般只存在“{0,1}”两种状态：要么为所有信息比特提供完全保护，要么根本不提供保护，导致校验关系结构固化。虽然这种方法对于无限码长下的信道编码有效，但由于实际中的信息错误的概率不同，在有限码长下难以获得所需的纠错性能。因此，在有限长信道编码中设计灵活的校验关系以应对链路不确定性带来的差异化影响至关重要。

虽然目前已有探索编码与信道特性结合的相关工作[9]，但这些工作仅从编码比特的信息映射关系上考虑优化，并没有从根本上消除校验关系结构固化带来的性能约束。为了解决上述问题，我们早在 2005 年就开始进行相关研究，提出了补码分组编码 (complementary block coding, CBC) 模型[10-11]，在有限长信道编码中引入“[0,1]”的设计思路，即为信息比特提供不同程度的保护。具体来说，我们将合适数量的补码比特放到码组中的任意位置，并为其与段内信息比特之间设计强度不同的校验关系，在显著降低多载波调制下的 OFDM 峰均功率比、减小器件非线性影响的同时，有效提升了系统的纠错性能。进一步，基于该思想，我们设计了可翻转子集的 LDPC 编码[12-14]，为单个符号内的比特分布进行差异化设计，充分发挥 LDPC 码

纠错性能。

可见，鉴于无限码长下性能可以达到香农限，极化码是一类很有前景的信道编码方案。在本文中，我们研究了链路不确定性对极化码设计的影响，旨在推动极化码可达香农限的工程化实现。基于灵活校验关系的概念，我们提出了 PCC 极化码[15]。PCC 极化码的校验比特可以充分利用极化不充分的比特信道，并灵活分布在高可靠的比特信道中，对信息比特进行差异化保护，实现基于“[0,1]”思想的编码结构设计，使有限长极化编码性能逼近容量限。如图 1 所示，通过考虑不确定性对每个编码比特 $[x_1, \dots, x_{K+M}]$ (其中 K 为信息比特长度， M 为校验比特长度) 的影响，PCC 极化码对不同的信息比特 $[v_1, \dots, v_K]$ 提供不同程度的保护。我们根据调制方式初始化校验关系，并通过编码得到 PCC 极化码的编码比特 $[c_1^N, \dots, c_L^N]$ (其中 N 为码字长度， L 为码字数)。然后，接收端计算误帧率 (frame error rate, FER) 并提供反馈以自适应调整校验关系。通过以上流程，我们可以得到最优的校验关系。

图 2 显示了我们所提 PCC 极化码与其他方案 (即 CRC 极化码[7]、PAC 码[8]和 Arıkan 经典极化码[4]) 的性能比较。所有方案都在二进制输入加性高斯白噪声 (binary input additive white Gaussian noise, BI-AWGN) 信道中进行了验证。其中，这些方案都采用了连续消除列表 (successive cancellation list, SCL) 进行解码，其解码器的列表大小设置为 $\zeta=8$ 。PCC 极化码的奇偶校验位数为 $M_{\text{PCC}}=20$ ，CRC 极化码的 CRC 比特数为 $M_{\text{CRC}}=8$ ，码字长度为 $N=512$ ，比率为 $R=0.5$ 。性能比较分析表明，与 Arıkan 经典极化码相比，我们提出的 PCC 极化码在 $\text{FER}=5 \times 10^{-3}$ 时纠错性能提高了 0.5 dB 以上[16]。特别地，PCC 极化码的每个校验方程仅涉及几个简单的异或 (exclusive OR, XOR) 运算，因此与经典极化码相比，我们提出的方案几乎不增加任何编码/解码复杂度，只需要在经典极化码的计算基础上添加 M 个校验方程。

显然，基于“[0,1]”思想的有限长信道编码方案是实现高可靠信息传输的有效手段。目前，我们提出的 PCC 极化码已经证明了能够根据特定的通信场景定制编码结构，从而显著提高纠错性能。然而，其计算复杂度仍然很高，给工程实现带来了挑战。考虑到未来日益丰富的移动通信场景，多种更高阶、更高维度的调制方案将被采纳，其星座分布与映射关系也更加复杂，对编码性能的要求更加严苛。因此，在实际系统中设计并应用愈加具有泛用性的高性能有限长信道编码方案意义重大。

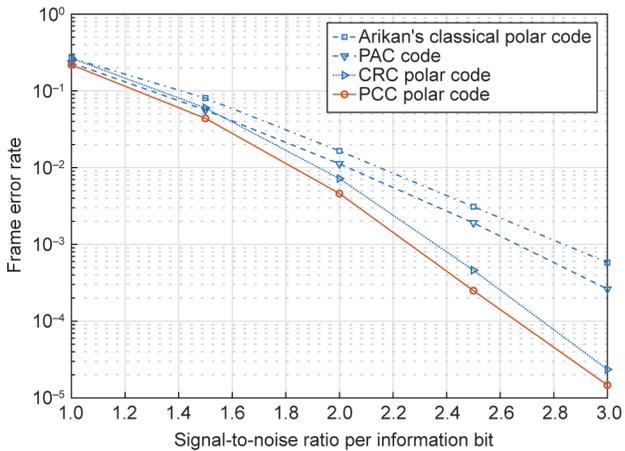


图2. PCC极化码、CRC极化码、PAC码和Arikan经典极化码的性能比较。

5. 非对称信号调制

信号调制是指将一个或多个编码比特 c_1^N, \dots, c_L^N 转换为符号 s_1, \dots, s_r (其中 r 为符号的数量), 并将这些符号系统地映射到调制星座图上的点。这些符号以相位和幅度为特征区分不同的比特组合, 从而减轻干扰的影响。信号调制的抗干扰能力可以通过星座图中相邻星座点间的欧氏距离表征。较大的欧氏距离表示符号在相位和幅度上的差异较大, 这表明系统的抗干扰能力更强。然而, 星座点的幅度范围是有限的, 相邻点间的欧氏距离越大意味着星座图可容纳的星座点数越少, 从而减少了可表示的符号数量, 降低了传输速率。因此, 设计合适的信号调制方案对于保证移动通信系统抗干扰能力、保障传输速率性能至关重要。

经典信号调制方案的星座图设计通常基于一段时间内所有符号受到的平均干扰强度。因此, 相邻星座点间的欧氏距离和调制阶数只能在多种离散状态间阶跃变化。1962年, 贝尔实验室提出 QAM [17], 将 2^B (B 表示符号中的比特长度) 个星座点均匀地分布在星座图上的正方形区域内。在此基础上, 1974年, Foschini 等 [18] 提出了等边三角形调制, 通过调整星座点的分布, 采用等边三角形作为所有相邻星座点的形状, 以进一步增强抗干扰能力。随后, 1984年, Forney 和 Wei [19] 引入了十字调制, 在有限的星座图范围内最大化相邻星座点之间的欧氏距离, 从而提高抗干扰能力。

由于这些信号调制方案采用规则对称的星座点分布, 相邻星座点间的欧氏距离是统一的, 这限制了欧氏距离的变化仅限于 “{0,1}” 两个离散状态, 即保持相邻星座点间的欧氏距离相等不变, 或统一阶跃变化到另一调制阶数对应的欧氏距离。这种基于 “{0,1}” 思想的离散化设计

方法赋予所有符号统一的抗干扰能力, 由于其简单易实现, 因此被广泛应用于通信场景中。然而, 在实际通信系统中, 由于器件的非线性效应、频率等因素的影响, 不同调制符号的失真程度和受到的干扰强度并不相同。因此, 基于 “{0,1}” 思想的调制方案难以有效应对各个符号所经历的不同程度的干扰。

为此, 我们提出了一种基于 “[0,1]” 思想的非对称调制方案, 它可以根据不同符号处的干扰强度灵活调整各个星座点间的欧氏距离。2011年, 我们提出了重塑正交幅度调制 (reshaped quadrature amplitude modulation, R-QAM) [20], 它通过旋转 QAM 中特定星座点的角度来重塑 QAM 星座。这包括保留具有负虚部的星座点, 并根据一定规则扭曲具有正虚部的星座点。在此基础上, 我们进一步发展出了广义映射辅助下的 GAM [21] 以实现更灵活的调制, 其中欧氏距离可 “[0,1]” 连续变化。在星座设计中, 第 m 个星座点 s_m 定义如下:

$$s_m = r_m e^{j2\pi\phi m}, m \in \{1, 2, \dots, 2^B\} \quad (1)$$

式中, $\phi = 1 - (\sqrt{5} - 1)/2$; j 是虚部; r_m 是第 m 个星座点的复振幅。为了适应实际信道的特性, 我们通过最小化平均误比特率 P_b 来找到最佳映射, 如下所示:

$$P_b = \frac{1}{B2^B} \sum_{i=1}^{2^B} \sum_{j \neq i}^{2^B} P(s_i \rightarrow s_j) d(s_i, s_j) \quad (2)$$

式中, $P(s_i \rightarrow s_j)$ 表示成对错误概率 (pairwise error probability, PEP); $d(s_i, s_j)$ 表示发送符号 s_i 和估计符号 s_j 之间的汉明距离。具体而言, 比特到符号的映射是通过为 PEP 设计一个预设阈值来实现的, 然后在映射过程中生成 PEP 矩阵并赋予具有较大 PEP 的符号更高的优先级, 从而减小这些符号的汉明距离。需要强调的是, 预设 PEP 阈值的选择是这个过程的关键。为了尽可能多地选择较大的 PEP 值, 预设的 PEP 阈值被设计为低于最大 PEP 值的一定范围区间内的值, 该区间的范围取决于星座调制的具体形式。由于 PEP 是基于信道的统计信息计算的, 因此预设的 PEP 阈值通常不需要频繁调整以适应信道变化。图3说明了 16-QAM 和 16-GAM 的星座图分布和映射方法的差异。GAM 的星座图呈现出不规则的形状, 相邻星座点之间呈现出不同的欧氏距离, 从而实现了具有不同抗干扰能力符号的星座调制。

尽管一些非均匀调制方法, 如幅度相移键控 (amplitude phase-shift keying, APSK), 使用几何成形进行星座设计, 其中相邻星座点的欧氏距离并不完全相同, 但这些方法通常是在特定的信道条件下设计的, 如加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN)。因此, 它们仍然

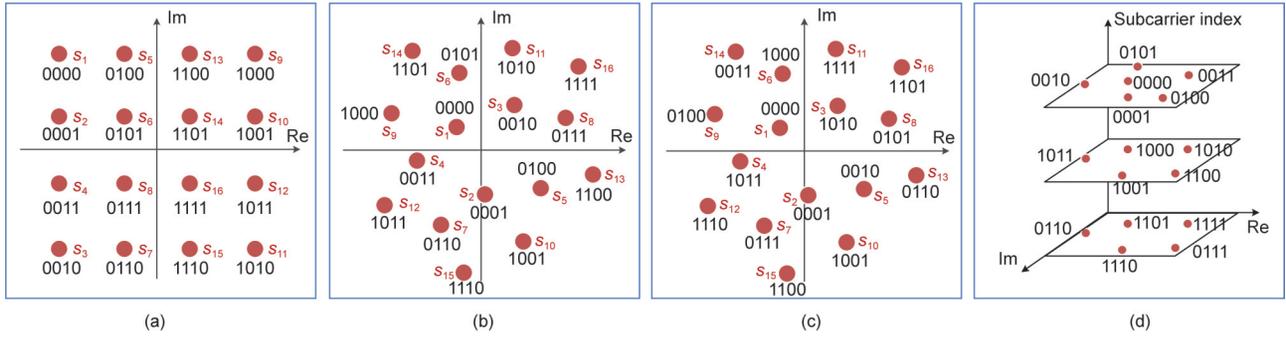


图3. (a) 16-QAM星座图；(b) AWGN信道下的16-GAM星座图；(c) 瑞利信道下的16-GAM星座图；(d) 带索引调制的正交频分复用（OFDM-IM）的GAM星座图。Im：虚部；Re：实部。

被归类为“[0,1]”思想的一部分。然而，调制符号所经历的信道条件（如可能存在载波频率差异）是事先未知的，并且具有不同幅度的符号在经历相同的衰落时会产生不同程度的失真，这将导致不同的错误概率。由于误比特率（bit error rate, BER）随信道条件变化，因此需要相应地调整星座映射方法。图3（b）和（c）分别展示了在AWGN信道和瑞利信道下所提方法的映射，这说明了所提方法在适应不同信道条件方面的灵活性。此外，所提的广义映射辅助的GAM可以实现任意正整数阶数的星座调制，这提供了更高的自由度。图3（d）展示了所提出的方法在带索引调制的正交频分复用（orthogonal frequency division multiplexing with index modulation, OFDM-IM）中的应用[22]。可以观察到，OFDM的三个子载波可以分别使用六个和五个GAM星座点进行传输，从而实现速率自适应调制。

如图4所示，在 $BER = 10^{-3}$ 时，与使用经典格雷映射的GAM相比，所提出的广义映射辅助GAM在调制阶数为16和256时分别实现了0.6 dB和0.9 dB的性能增益。我们还将所提出的方法与APSK进行了比较。图4展示了调制阶数 $M=16$ 和 $M=256$ 时的BER性能。可以看出，在 $BER = 10^{-3}$ 时，与APSK相比，所提出的广义映射辅助GAM在调制阶数为16和256时分别实现了6.8 dB和9.8 dB的性能增益。

所提映射方法的计算复杂度由三部分组成：计算PEP、确定映射符号的索引和选择映射比特的索引。因此，对于具有 M 个符号的星座图设计来说，其总的计算复杂度为 $O\left(\frac{(M-1)M}{2}\right) + O(M^2) + O\left(\sum_{m=1}^M n_{m-1}(M-m)\right)$ ，其中 n_m 是映射过程中第 m 步可能的候选方案数，这远小于所有映射组合的复杂度 $O(M!)$ 。

由此可见，基于“[0,1]”思想的非对称调制方案是保证调制性能和对抗信道干扰的有效手段。随着移动通信的

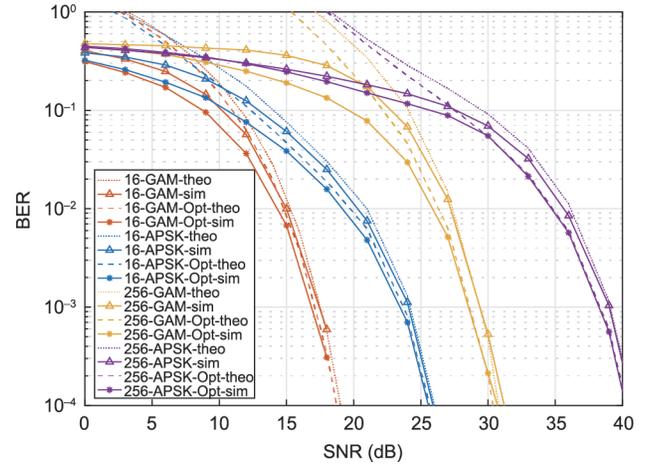


图4. 格雷映射和所提映射方案在GAM和APSK的仿真和理论BER对比。Opt：所提方案性能；theo：理论结果；sim：仿真结果。

发展，对高数据速率的需求不断增长，这需要在链路不确定性存在的情况下，采用具有更高调制阶数和更有效抗干扰能力的调制方案。目前，对于不依赖于信道模型假设并且能够应对快速变化的干扰的高阶星座的最佳分布仍有待研究。凭借强大的非线性拟合能力，机器学习算法可以从训练序列中学习星座分布和映射关系，而无需信道干扰分布的先验信息，从而能够获得针对不同干扰分布的最优解。因此，基于机器学习的方法有望为应对非对称调制中的挑战提供更有效的手段。

6. 编码调制协同演进

鉴于当前空口链路构建技术体系中各环节的堆叠式发展存在明显的性能极限，引入一个全新的视角看待编码与调制之间的关系非常重要。例如，在5G标准化的极化码构造中，如果某一比特在极化编码中由可靠性高的极化子信道传输，同时在高阶调制中该比特被分配至可靠性较弱的调制子信道中，那么极化码的极化效应会被弱化，系统的可靠性会降低。由此可见，编码与调制在实际应用场景

中相互作用、相互约束的影响不可忽略。因此，我们应在其中引入“[0,1]”演进的核心思想，将信道编码模块与信号调制模块看作一个整体。通过优化码字间的欧氏空间特性，将编码和调制技术联合考虑，综合优化码字构造过程以及星座图设计，实现编码码字与调制符号的高效交织，提高通信系统总体性能。

具体而言，信道编码后的比特需要经过信号调制，即将多个比特组合成符号后映射至调制星座图上，利用每个符号包含比特所面临干扰的相关性，可快速预测每个比特所需保护程度，从而设计与信道环境更加适配的校验关系。此外，信号调制也需要考虑信道编码环节的影响。由于编码中校验比特分布不同会导致不同符号的失真概率不同，结合外围星座点会更易受到非线性影响而失真的特点，可以设计符号失真概率与星座点失真程度相匹配的星座分布和符号映射方式，从而更精准地适配不同的编码构造方式，进一步提升通信的传输速率。

除信道编码和信号调制外，当前空口链路构建中信源编码、大规模多天线等环节都是堆叠式发展而来。将空口链路中堆叠的各个环节都高效协同为一个整体是“[0,1]”演进思路的最高级形态与最终追求。然而，每个环节所专门设计的算法和模块协同在一起必将面临严重的复杂性，简单的交织模块设计无法满足所有环节的高效协同。目前一种可能的途径是，利用人工智能技术的抽象表征能力，将传统通信系统中所有环节都表征为一个深度神经网络模型，从而实现简洁高效的通信。所有环节的高效协同有望进一步提升空口链路的整体性能，为未来移动通信技术开辟新途径。

致谢

感谢肖丽霞教授和刘光华副教授在本文撰写过程中给予的宝贵支持和帮助。本研究由国家重点研发计划(2019YFB1803400)资助。

References

- [1] Iskander MF, Yun Z. Propagation prediction models for wireless communication systems. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2002;50(3):662–73.
- [2] Abdulwahab WK, Kadhim AA. Comparative study of channel coding schemes for 5G. In: *Proceedings of the International Conference on Advanced Science and Engineering (ICOASE)*; 2018 Oct 9–11; Duhok, Iraq; 2018.
- [3] Weinstein SB. The history of orthogonal frequency-division multiplexing [history of communications]. *IEEE Commun Mag* 2009;47(11):26–35.
- [4] Arikan E. Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels. *IEEE Trans Inf Theory* 2009;55(7):3051–7.
- [5] Costello DJ, Forney GD. Channel coding: the road to channel capacity. *Proc IEEE* 2007;95(6):1150–77.
- [6] Shannon CE. A mathematical theory of communication. *Bell Syst Tech J* 1948; 27(3):379–423.
- [7] Tal I, Vardy A. List decoding of polar codes. *IEEE Trans Inf Theory* 2015;61(5): 2213–26.
- [8] Rowshan M, Burg A, Viterbo E. Polarization-adjusted convolutional (PAC) codes: sequential decoding vs list decoding. *IEEE Trans Vehicular Technol* 2021;70(2):1434–47.
- [9] Seidl M, Schenk A, Stierstorfer C, Huber JB. Polar-coded modulation. *IEEE Trans Commun* 2013;61(10):4108–19.
- [10] Jiang T, Zhu G. Complement block coding for reduction in peak-to-average power ratio of OFDM signals. *IEEE Commun Mag* 2005;43(9):S17–22.
- [11] Jiang T, Zhu G, Zheng J. Block coding scheme for reducing PAPR in OFDM systems with large number of subcarriers. *J Electron* 2004;21(6):482–9.
- [12] Qu D, Li L, Jiang T. Invertible subset LDPC code for PAPR reduction in OFDM systems with low complexity. *IEEE Trans Wirel Commun* 2014;13(4): 2204–13.
- [13] Shu S, Qu D, Li L, Jiang T. Invertible subset QC-LDPC codes for PAPR reduction of OFDM signals. *IEEE Trans Broadcast* 2015;61(2):290–8.
- [14] Xia Y, Kong D, Xin Y, Xiao L, Jiang T. Codes over GF(q) with alterable subset for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Commun Lett* 2022; 26(10): 2262–6.
- [15] Wang T, Qu D, Jiang T. Polar codes with repeating bits and the construction by cluster pairwise error probability. *IEEE Access* 2019;7:71627–35.
- [16] Jiang T, Liu Y, Xiao L, Liu W, Liu G. PCC polar codes for future wireless communications: potential applications and design guidelines. *IEEE Wirel Commun* 2024;31(3):414–20.
- [17] Forney G, Gallager R, Lang G, Longstaff F, Qureshi S. Efficient modulation for band-limited channels. *IEEE J Sel Areas Comm* 1984;2(5):632–47.
- [18] Foschini G, Gitlin R, Weinstein S. Optimization of two-dimensional signal constellations in the presence of Gaussian noise. *IEEE Trans Commun* 1974; 22(1):28–38.
- [19] Forney G, Wei L. Multidimensional constellations-part I: introduction, figures of merit, and generalized cross constellations. *IEEE J Sel Areas Comm* 1989; 7(6):877–92.
- [20] Li C, Jiang T, Zhou Y, Li H. A novel constellation reshaping method for PAPR reduction of OFDM signals. *IEEE Trans Signal Process* 2011;59(6):2710–9.
- [21] Xiao L, Zhai X, Liu Y, Liu G, Xiao P, Jiang T. A unified bit-to-symbol mapping for generalized constellation modulation. *China Commun* 2023;20(6):229–39.
- [22] Zhai X, Xiao L, Liu W, Liu G, Xiao P, Jiang T. Golden angle modulation aided OFDM-IM for an arbitrary number of subcarriers. *IEEE Commun Lett* 2023; 27(12):3380–4.