

面向 6G 的极化码与极化处理

牛凯, 戴金晟, 朴璠楠

(北京邮电大学“泛网无线通信”教育部重点实验室, 北京 100876)

摘 要: 作为第一种达到信道容量的高性能编码, 极化码是未来 6G 数据传输的重要候选方案。为此提出了面向 6G 的极化处理框架。在此框架下, 设计高性能的级联极化编码方案, 可以逼近有限码长信道容量极限, 符合 6G 超高可靠传输要求。进一步, 设计极化编码 MIMO 方案可以匹配 6G 高频谱效率传输需求; 设计极化编码非正交多址方案能够满足 6G 大容量传输需求。这些方案表明, 极化处理能够显著提升 6G 无线传输性能, 具有广阔的应用前景。

关键词: 极化码; 信道极化; 极化处理; 极化编码 MIMO; 极化编码 NOMA

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2020090

Polar codes and polar processing for 6G wireless systems

NIU Kai, DAI Jinchun, PIAO Jinnan

The Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract: As the first type of channel code achieving the channel capacity, polar codes are an important candidate for the 6G data transmission. A polarized processing framework for the 6G systems was proposed. In this framework, in order to fulfill the requirement of ultra-reliable transmission, a high-performance coding scheme of concatenated polar code was designed to approach the channel capacity with finite-length. Then, the polar coded MIMO scheme was devised to match the requirement of the high spectrum efficiency. Finally, the scheme of polar coded non-orthogonal multiple access was investigated to improve the transmission capacity. All these schemes indicate that polar processing can dramatically boost the performance of 6G wireless transmission and become a promising direction.

Key words: polar codes, channel polarization, polar processing, polar coded MIMO, polar coded NOMA

1 引言

当前 5G 已经处于商业化初期阶段, 全球移动通信技术的争夺焦点正在迅速转向 6G。2019 年 9 月, 芬兰奥卢大学发布了全球第一个 6G 白皮书^[1]。2019 年 11 月 3 日, 我国组织召开 6G 工作启动会, 标志着 6G 研发正式提上日程。

相对于 5G, 6G 将在信息处理的广度、速度、深度这 3 个层次进行全面提升。在广度层次上,

6G 将包括卫星、空中、地面、水下等通信, 构成“空天地海一体化”通信网络, 极大地扩展通信范围。在速度指标上, 相对于 5G, 6G 峰值速率达到 1 Tbit/s。在深度层次上, 6G 处理的信息不仅包括听觉、视觉、嗅觉、味觉、触觉, 还包括脑电波信息, 构成全息通信系统。进一步地, 6G 通信对象不限于人、机、物等实体对象, 还将包括虚拟对象——灵^[2], 即真实用户在虚拟世界中的智能代理。

收稿日期: 2019-11-14; 修回日期: 2020-04-08

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2018YFE0205501); 国家自然科学基金资助项目 (No.61671080)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (No.2018YFE0205501), The National Natural Science Foundation of China (No.61671080)

相关文献^[1-3]列出了 6G 的主要性能指标：峰值传输速率达到 100 Gbit/s~1 Tbit/s；通信时延为 50~100 μ s；超高可靠性，中断概率小于 10^{-6} ；超高密度，连接设备密度达到每立方米超过 100 台；超大容量，采用太赫兹频段，大幅度提高网络容量。由此可见，未来 6G 需要同时满足高可靠、低时延、高频谱效率、高密度、大容量的性能要求。为了应对这些艰巨挑战，迫切要求 6G 信号传输理论取得突破。

1948 年，信息论创始人 Shannon^[4]提出了著名的信道编码定理。70 多年来，构造逼近信道容量的编码是信道编码理论的中心目标。2009 年，土耳其学者 Arikan^[5]基于信道极化思想，提出了极化码，首次以构造性方法证明信道容量渐近可达。极化码提出 10 多年来，已成为信道编码领域的热门研究方向，其理论基础已经初步建立。2016 年底，极化码入选 5G 的控制信道编码候选方案，并最终写入 5G 标准中^[6]。

极化码作为 5G 控制信道的编码标准，这只是其实用化的一小步。为了应对 6G 提出的高可靠、低时延、高频谱效率、高密度、大容量等技术挑战，极化编码传输将是非常有竞争力的一种候选技术。本文旨在介绍满足 6G 传输需求的极化编码原理与传输技术，展望极化码在 6G 数据信道中的应用前景。首先基于广义极化概念，提出了极化处理基本框架，用于设计极化编码传输系统。接着分析了接近有限码长信道容量的极化编译码方案，用于满足 6G 高可靠传输需求。然后介绍了极化编码 MIMO 的系统架构，论述了提升 6G 频谱效率的基本思想。最后介绍了极化编码 NOMA 的系统架构，提出了提高 6G 系统容量的基本方案。

2 极化编码的 6G 无线传输系统

本节首先介绍信道极化基本思想，然后简述极化编码原理，最后阐述面向 6G 的极化处理框架。

2.1 信道极化

所谓信道极化，是指将一组可靠性相同的二进制对称输入离散无记忆信道（B-DMC, binary discrete memoryless channel）采用递推编码的方法，变换为一组有相关性的、可靠性各不相同的极化子信道的过程。随着码长（即信道数目）的增加，这些子信道呈现两极分化现象。

Arikan^[5]证明，当信道数目充分大时，极化信

道的互信息完全两极分化为无噪的好信道（互信息趋于 1）与完全噪声的差信道（互信息趋于 0），并且好信道占总信道的比例趋于原始 B-DMC 的容量 $I(W)$ ，而差信道比例趋于 $1-I(W)$ ，其中 W 为 B-DMC。

2.2 极化编码

一般地，对于给定的 W ，可以采用不同的构造方法^[7-8]，评估 N 个子信道的可靠性。其中 K 个高可靠的子信道集合 \mathcal{A} 称为信息集合，用于承载信息比特；剩余的 $N-K$ 个低可靠子信道集合 \mathcal{A}^c ，用于承载收发两端都已知的固定比特（一般默认为全 0），称为冻结比特。

给定 (N, K) 极化码，信息位长度为 K ，码长为 N ，则编码器输入比特序列由信息比特与冻结比特构成，表示为 $u_1^N = (u_1, u_2, \dots, u_N) = (u_{\mathcal{A}}, u_{\mathcal{A}^c})$ 。令 $x_1^N = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ 表示编码比特序列，则极化码的编码表示为

$$x_1^N = u_1^N \mathbf{G}_N \quad (1)$$

其中，编码生成矩阵 $\mathbf{G}_N = \mathbf{B}_N \mathbf{F}^{\otimes n}$ ， \mathbf{B}_N 是排序矩阵，完成比特反序操作， $\mathbf{F}^{\otimes n}$ 表示矩阵 \mathbf{F} 进行 n 次克罗内克（Kronecker）积操作。由于采用蝶形结构编码，因此极化码的编码复杂度为 $O(N \log N)$ ^[5]。

2.3 极化处理

实际上，一般通信系统中也广泛存在可靠性差异导致的广义极化现象。例如星座调制的各个比特具有不同的可靠性；又如多址接入系统中，由于各个用户经历了不同的信道衰落，也存在可靠性差异；再如 MIMO（multiple input multiple output）系统中，由于每对收发天线的信道响应不同，因此检测的可靠性各不相同。这些通信系统中的可靠性差异都可以归结为广义极化现象^[7]。理论分析表明，采用极化编码，充分匹配通信系统中普遍存在的广义极化效应，能够逼近信道容量极限，大幅提升系统性能。

由此，为了满足高可靠、低时延、高频谱效率、高密度、大容量等 6G 传输需求，本文提出了如图 1 所示的极化处理框架。需要强调的是，这一框架并不是极化码、非正交多址接入（NOMA, non-orthogonal multiple access）与多天线的简单技术组合，而是充分利用广义极化效应整体设计的框架。其中，多天线传输利用了各天线可靠性的差异，可以看作空间极化。非正交多址利用了多用户之间

的可靠性差异，可以看作多用户极化。而极化码采用编码的方法，充分适配多用户极化与空间极化，从而构成了整体极化的系统框架。

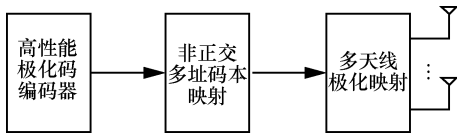


图 1 面向 6G 的极化处理框架

3 接近于有限码长容量极限的极化编译码

Arikan^[5]最早提出了串行抵消（SC, successive cancellation）极化码译码算法，这一算法具有良好的渐近性能。但在有限码长下，单独采用极化编码以及 SC 译码性能较差，远逊于低密度奇偶校验（LDPC, low density parity check）码、Turbo 码。为了提高极化码有限码长的性能，人们采用了循环冗余校验（CRC, cyclic redundancy check）码级联极化码及高性能译码算法，在有限码长条件下，相对于 LDPC 码、Turbo 码有显著的性能增益^[8]。为了满足 6G 超高可靠性要求，需要进一步探索极化码在有限码长下的极限性能。

3.1 有限码长容量极限

经典意义上的信道容量只适用于评估无限码长条件下信道编码的极限性能，虽然具有重要的理论意义，但对于工程应用而言，码长往往有限，这一容量极限是不可达的。为了评估有限码长条件下的信道容量，文献[9]提出了修正信道容量计算式，如式(2)所示。

$$\tilde{C} \approx C - \sqrt{\frac{V}{N}} Q^{-1}(P_e) + \frac{\log N}{2N} \quad (2)$$

其中， C 是信道容量， V 是信道扩散函数， P_e 是差错概率。式(2)是在信道容量基础上添加了修正项得到的近似式，称为正态近似（NA, normal

approximation）。式(2)可以方便地评估有限码长 N 下特定信道的容量，是近年来信息论的重大进展。本文利用这一计算式评估极化码的短码性能。

3.2 高性能极化码构造

本文设计的高性能极化码编译码方案如图 2 所示，发送端包括 CRC 编码器与极化码编码器，信号经过 AWGN 信道后，接收端采用一种混合译码算法接收信号，该算法由 CRC 辅助的自适应串行抵消列表（SCL, successive cancellation list）译码算法与 CRC 辅助的球译码（SD, sphere decoding）算法组成。

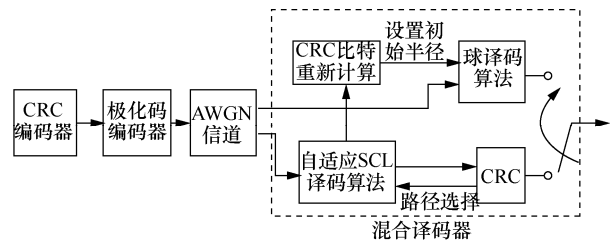


图 2 高性能极化码编译码方案

针对 CRC 级联极化码，本文在短码 $N = 128$ 情况下进行了优化设计。短码条件下，CRC 的结构非常重要，会显著影响整个级联码的最小汉明距离与重量谱分布。经过精确计算与枚举搜索，文献[10]得到了各种码率下最优的 CRC 生成多项式，如表 1 所示。

表 1 中， R 表示级联码的码率，当 $N = 128$ 、 $R = \frac{1}{2}$ 时，信息位长度 $K = 64$ ； d_{\min} 表示级联码的最小汉明距离； $A_{d_{\min}}$ 表示对应最小距离的重量谱。通过优化 CRC 生成多项式，可以显著提高级联码的整体性能。

3.3 混合译码算法

高性能译码算法是提升极化码有限码长性能的关键。文献[11-12]同时提出了 SCL 算法，另外，

表 1 短码条件下最优的 CRC 生成多项式

码长 N	码率 R	CRC 比特 K_C	生成多项式 $g(x)$	d_{\min}	$A_{d_{\min}}$
128	$\frac{1}{3}$	20	(10000000010111010001)	24	171
	$\frac{1}{2}$	24	(100000000000000111100101)	16	66
	$\frac{2}{3}$	16	(10001011110110111)	10	167

还提出了 SCS (successive cancellation stack) 译码算法^[13]。相比于 SC 译码, 这些算法性能有显著改进。进一步地, Niu 等^[14]提出的 CRC 辅助的 SCL/SCS 译码算法 (CA-SCL/SCS) 及 Li 等^[15]提出的自适应 CA-SCL 算法, 极大地增强了译码性能。对于短码极化码, 文献[16-17]中提出了低复杂度的球译码算法, 达到了最大似然 (ML, maximum likelihood) 译码性能。

为了探索级联极化码的极限性能, 本文提出了 CRC 辅助混合译码 (CA-HD, CRC aided hybrid decoding) 算法。其基本思想是, 译码器首先启动自适应 CA-SCL 算法, 假设未达到预设最大列表规模 L_{\max} , 已经有路径通过 CRC, 则提前结束译码; 反之, 如果 $L = L_{\max}$ 时还没有路径通过 CRC, 则说明当前错误较恶劣, 此时利用 SCL 译码结果重新计算 CRC 比特并设置初始半径, 进行 CA-SD 译码, 得到最终结果。

这种混合译码算法在大多数情况下, 只执行 CA-SCL 译码; 而在极少数情况下, 需要启动 CA-SD 译码。CA-SCL 译码复杂度较低, 但性能受限, 而 CA-SD 译码能达到理论最优的 ML 译码, 但复杂度较高。由于对球译码初始半径进行了优化, 通过有机组合 2 种译码机制, 能够以较低的译码复杂度趋近于 ML 译码性能。

3.4 仿真结果与分析

在 AWGN 信道下, 针对表 1 的级联极化码, 图 3 给出了误块率 (BLER, block error rate) 的仿真结果。

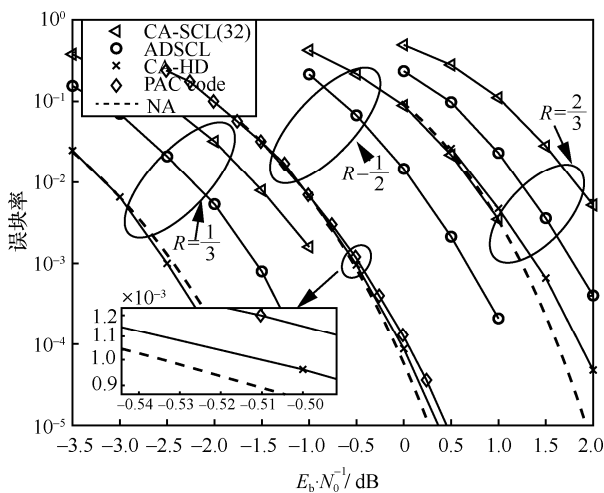


图 3 各种译码算法的性能比较

图 3 中, 码长 $N = 128$, 码率 R 分别为 $\frac{1}{3}$ 、 $\frac{1}{2}$ 、 $\frac{2}{3}$,

译码算法包括混合译码 (CA-HD)、自适应 CA-SCL 译码 (ADSCL)、固定列表译码 (CA-SCL), 实线表示仿真结果, 虚线表示基于正态近似 (NA) 的差错性能下界。其中 ADSCL 与 CA-HD 的最大列表规模都为 1 024。

由图 3 可知, 不同码率条件下, 当采用固定的列表 $L = 32$ 时, 相比于 NA 下界, 各种译码算法都有明显的性能损失。ADSCL 虽然列表规模达到了 1 024, 但性能仍然比 CA-HD 略差。并且在各种码率下, CA-HD 的译码性能都接近了理论极限, 例如当 $R = \frac{1}{2}$, $BLER = 10^{-3}$ 时, CA-HD 与 NA 只差 0.025 dB, 几乎达到了有限码长容量极限。

Arikan^[18]在 2019 年的 Shannon Lecture 讲演中提到, 为了达到有限码长容量极限, 需要采用卷积码与极化码的级联方案, 并且要采用序列译码算法, 这就是所谓的 PAC (polarization-adjusted convolutional) 编码。本文的结果表明, 采用经过优化的 CRC-Polar 级联编码与混合译码算法, 也能够逼近容量极限, 与 PAC 方案性能类似。并且 PAC 码的码率难以灵活调整, 而 CRC-Polar 级联编码适用于多种码率, 具有更强的普适性, 能够适应 6G 高可靠性传输需求。

4 高频谱效率的极化编码 MIMO

如前所述, MIMO 传输可以看作广义极化变换, 利用极化码匹配不同可靠性的空间传输信道, 能够显著提升系统整体频谱效率, 称为极化编码 MIMO (PC-MIMO, polar coded MIMO)^[19]。文献[20]进一步研究了极化编码大规模 MU-MIMO 的性能。

4.1 PC-MIMO 架构

文献[19]提出了 PC-MIMO 的系统方案, 如图 4 所示。发送端包括一个或多个极化码编码器, 编码比特序列经过交织, 送入星座调制进行极化映射, 最后将调制符号序列分别送入多个发送天线, 进行 MIMO 极化映射得到发送信号序列。在接收端, 可以采用 2 种检测译码算法, 一种是串行检测, MIMO 检测器按照一定顺序逐天线输出软信息, 并且在极化码译码器与 MIMO 检测器之间串行交互信息, 译码器反馈支路如图 4 中虚线所示; 另一种是并行检测, MIMO 检测并行输出全部天线的软信息, 再分别进行软解调与极化码译码。

需要注意的是, 上述方案并不是极化编码与 MIMO 传输的简单组合。整个系统需要从极化观点

出发，进行联合设计与优化，包括编码极化、调制极化与空间极化三级的极化分解与映射。其中，空间极化利用天线间的可靠性差异，进行天线信号的极化变换，将 MIMO 信道分解为空间极化信道；调制极化利用星座信号各个比特之间的可靠性差异，通过比特极化变换，分解为比特极化信道；编码极化进一步放大了比特极化信道的差异，得到最终的编码极化信道。通过这样的三级极化，能够显著增强自然存在的空间与调制极化效应，最终实现 PC-MIMO 系统的整体极化。

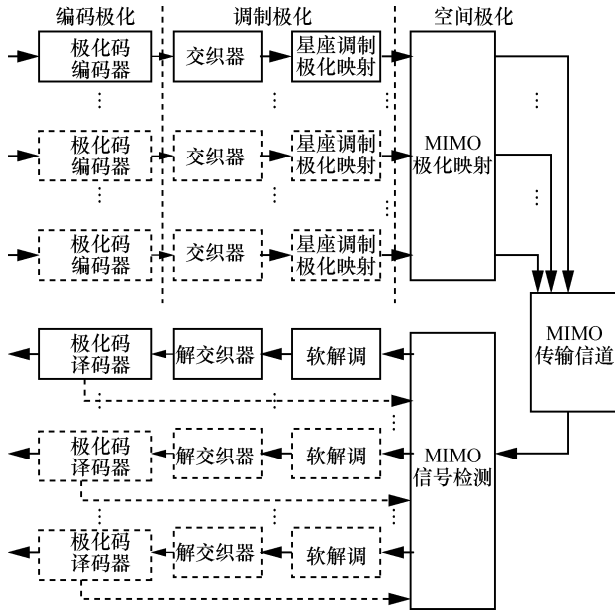


图 4 PC-MIMO 方案

理论分析表明，在无限码长条件下，这种三级极化的 PC-MIMO 系统能够达到信道容量极限^[19]，换言之，PC-MIMO 的整体极化方案是一种提升系统频谱效率、满足 6G 高效率传输的重要技术手段。

4.2 空间极化特性

假设 MIMO 系统有 S 个发天线、 M 个收天线，采用 2^m 进制的星座调制，一帧包含 N 个符号。则接收信号模型可以表示为

$$\mathbf{y}_1^M = \mathbf{H}\mathbf{x}_1^S + \mathbf{z}_1^M \quad (3)$$

其中， \mathbf{y}_1^M 是接收信号向量； \mathbf{x}_1^S 是发送信号向量； $\mathbf{H} = \{h_{ij}\}$ 是信道响应矩阵； \mathbf{z}_1^M 是加性噪声向量，其均值为 0，协方差矩阵为 $\mathbf{E}((\mathbf{z}_1^M)^H \mathbf{z}_1^M) = \sigma^2 \mathbf{I}_M$ ， σ^2 是白噪声样值的方差， \mathbf{I}_M 是单位矩阵。给定信道响应矩阵，则 MIMO 信道 W 的转移概率为

$$W(\mathbf{y}_1^M | \mathbf{x}_1^S, \mathbf{H}) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^M} \exp\left(-\sum_{l=1}^M \frac{\|\mathbf{y}_l - (\mathbf{H}\mathbf{x}_1^S)_l\|^2}{\sigma^2}\right) \quad (4)$$

根据文献[19]的分析，利用互信息链式法则，MIMO 信道的互信息分解为

$$I(W) = \sum_{k=1}^S I(W_k) = \sum_{k=1}^S \sum_{j=1}^m I(W_{k,j}) \quad (5)$$

其中， $I(W_k)$ 表示第 k 个发送天线对应的极化信道的互信息，它可以进一步分解为 m 个调制比特子信道 $W_{k,j}$ ，其相应的互信息为 $I(W_{k,j})$ 。

图 5 给出了比特信噪比 $\frac{E_b}{N_0} = 6 \text{ dB}$ ，采用

16QAM 调制， 2×2 的 MIMO 快衰落信道进行空间极化与调制极化的示例。由图 5 可知，MIMO 信道可以分解为 2 个空间极化子信道，其平均容量有显著差异，天线 1 的信道容量小于天线 2 的信道容量，具有空间极化现象。进一步地，由于采用 16QAM 调制，每一个空间极化信道又分解为 4 个调制比特子信道。可以看出，这 4 个子信道的容量也各不相同，存在明显的极化现象。

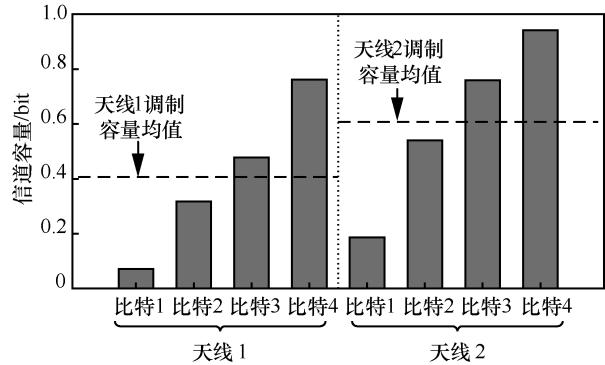


图 5 空间与调制信道极化示例

4.3 检测算法

如前所述，PC-MIMO 系统的检测方案需要集成 MIMO 检测、软解调及极化码译码算法。其中 MIMO 检测采用 MMSE (minimum mean square error)、QR 分解等算法，极化码译码采用 SC 或 CA-SCL 译码算法。PC-MIMO 检测方案有 2 种结构，一种是串行检测译码，另一种是并行检测译码。

对于串行检测译码，首先逐天线进行 MIMO 信号检测，得到第一路天线信号后进行软解调，将比特似然比序列送入解交织器，进行 SC/CA-SCL 译

码, 获得第一路极化码译码结果。然后将译码比特反馈到 MIMO 检测器, 进行干扰重建与抵消后, 接着检测第二路天线信号, 再进行软解调与极化码译码, 以此类推, 最终完成所有天线信号的检测、解调与译码。并行检测译码的结构比较简单, 在此不再赘述。相比于串行检测译码, 并行检测译码是一种次优算法, 但并行结构可以降低整个检测的处理时延, 因此也具有一定的实用价值。

4.4 仿真结果与分析

本文比较了(1×1、2×2、4×4、8×8)MIMO、64QAM 调制、BLER=10⁻⁴ 条件下, 不同码长码率 PC-MIMO 与 Turbo 编码 MIMO(TC-MIMO)、LDPC 编码 MIMO (LC-MIMO) 的频谱效率, 如图 6 所示。极化码编码采用文献[19]的构造方法, 译码采用 CA-SCL 算法。Turbo 码编码采用 LTE 标准, 译码采用 Log-MAP 算法。LDPC 码编码采用 5G 新空口 (NR, new radio) 标准, 译码采用 BP (belief propagation) 算法。可以看到, PC-MIMO 相对于 TC-MIMO 和 LC-MIMO 有 1~2 dB 的性能增益。这说明, 由于采用整体极化, PC-MIMO 能够达到更高的频谱效率, 非常适合 6G 高频谱效率传输的需求。

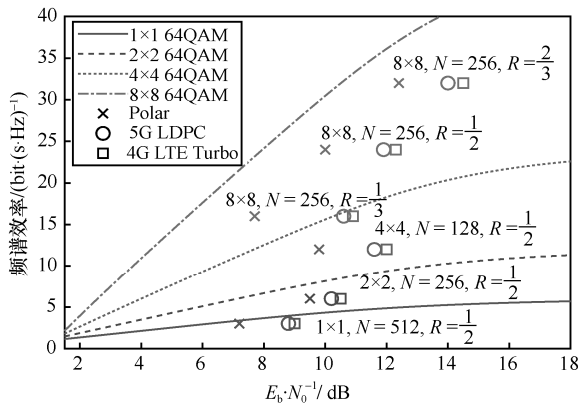


图 6 PC-MIMO 与 TC-MIMO 和 LC-MIMO 的频谱效率比较

5 大容量的极化 NOMA

NOMA 是一类提高多用户通信系统容量的有效方法, 特别是稀疏码多址接入 (SCMA, sparse code multiple access)、图样分割多址接入 (PDMA, pattern division multiple access) 等方案^[21-22]。每个用户分配不同的码本向量, 在占用同频资源条件下, 相比于正交多址接入, 能够增加接入用户数量。由于 NOMA 系统各个用户的检测可靠性存在差异, 因此也可以看作广义极化, 采用极

化编码的 NOMA 方案, 能够显著提升系统的可靠性与接入容量, 是满足 6G 大容量接入的重要候选技术。

5.1 极化编码 NOMA 架构

文献[23]提出了极化编码 NOMA 的基本框架, 如图 7 所示。PC-NOMA 系统针对的是多址接入信道, 在发送端, 每个用户的数据分别进行极化编码、交织、星座调制与多用户码本映射, 然后送入信道。在接收端, 接收信号首先在多用户因子图上进行“软入软出”检测, 产生每一路用户数据的软信息; 然后送入软解调单元, 得到比特似然比信息; 最后送入各个用户的极化码译码器进行纠错。

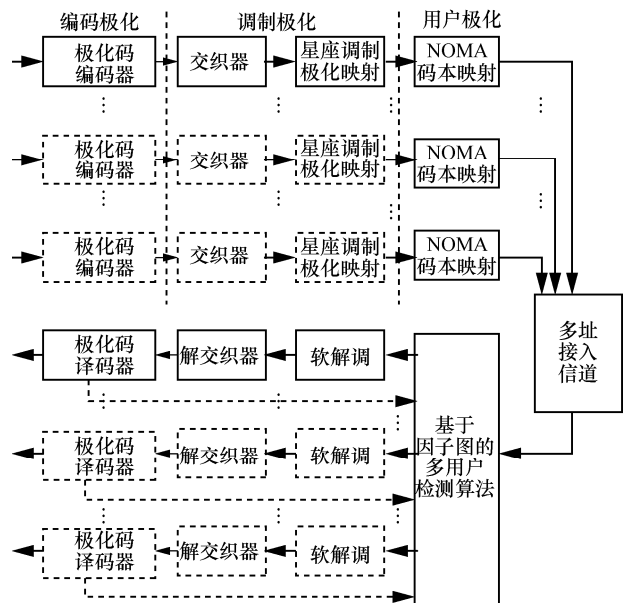


图 7 极化编码 NOMA 的基本框架

类似于 PC-MIMO 系统, PC-NOMA 系统的极化变换也可以划分为三级极化: 用户极化、调制极化和编码极化。其中, 调制极化和编码极化与 PC-MIMO 类似, 在此不再赘述。用户极化充分利用了用户可靠性的差异, 将 NOMA 的多用户码本映射过程看作广义的极化变换, 采用极化编码调制进行充分匹配, 从而获得系统的整体优化。

PC-NOMA 系统的检测结构也包括 2 种, 串行检测和并行检测。对于串行检测, 多用户检测算法按照一定的顺序输出某个用户的软信息, 进行软解调、解交织与极化译码后, 将判决结果反馈到多用户检测单元, 进行干扰抵消后, 再对下一个用户继续进行检测、解调与译码。对于并行检测, 则同时输出各用户软信息, 分别进行检测、解调与译码。

基于广义极化变换分析可以发现，在串行检测中，用户检测顺序是影响 PC-NOMA 性能的关键配置。

5.2 多用户极化特性

对于上行 NOMA 系统，假设有 J 个用户，第 v 个用户的码本向量为 $\mathbf{x}_v = (x_{v,1}, x_{v,2}, \dots, x_{v,F})$ ，对应的信道衰落向量为 $\mathbf{h}_v = (h_{v,1}, h_{v,2}, \dots, h_{v,F})$ 。则接收信号向量 $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_F)$ 可以表示为

$$\mathbf{y}^T = \sum_{v=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_v) \mathbf{x}_v^T + \mathbf{z}^T \quad (6)$$

其中， $()^T$ 表示向量转置， $\text{diag}(\mathbf{h}_v)$ 表示以向量 \mathbf{h}_v 的衰落系数为对角线元素的对角矩阵， \mathbf{z}^T 表示加性噪声向量。

假设每个用户采用 2^m 进制调制，发送 N 个符号，根据文献[23]的分析，利用互信息链式法则，PC-MIMO 信道的序列互信息可表示为

$$I(\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_J; \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_N) = \sum_{v=1}^J \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^N I(W_{v,j,i}) \quad (7)$$

其中， \mathbf{b}_v 表示第 v 个用户发送的信息序列， \mathbf{y}_l 表示第 l 个时刻接收到的信号向量， $W_{v,j,i}$ 表示经过用户/调制/编码三级极化后对应的第 v 个用户、第 j 个比特、第 i 个极化子信道，其互信息为 $I(W_{v,j,i})$ 。

图 8 给出了采用 PDMA 码本(配置为 3 个用户共享 2 个单元，即 2×3 ，参见式(8))、二进制调制、每个用户码长为 $N = 256$ ，AWGN 信道 $\frac{E_b}{N_0} = 3 \text{ dB}$ 的极化信道容量计算示例。

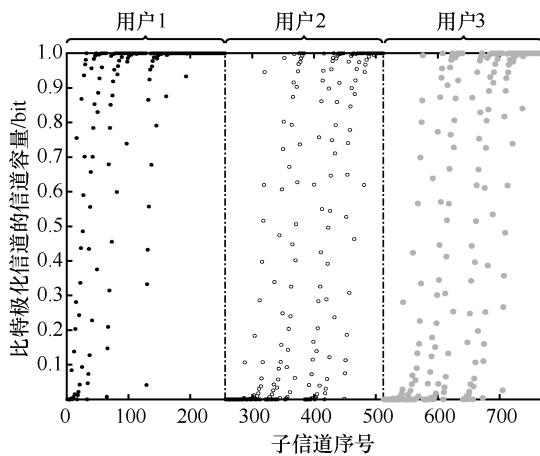


图 8 PC-NOMA 的广义极化效应示例

由图 8 可知，3 个用户内部的各个子信道，存在可靠性显著差异，互信息越大（接近 1），则可靠

性越高；反之，互信息越小（接近 0），则可靠性较差，这是由编码极化导致的。同时，3 个用户高可靠子信道的比例也存在明显差异，用户 1 对应的高可靠子信道较多，用户 2 次之，用户 3 最少，3 个信道构成了显著的用户极化效应。

5.3 检测算法

如前所述，PC-NOMA 系统有 2 种检测算法：串行检测与并行检测。对于多用户检测，在 NOMA 码本构成的因子图上，一般采用软入软出的迭代算法。对于极化码译码，采用 SC 或 CA-SCL 算法。

在串行检测中，用户检测顺序对于系统性能有直接影响。传统观点认为，多用户串行抵消（SIC, successive interference cancellation）检测的最优检测顺序是按照信号强度从大到小进行，称为强者优先准则（BGF, best-goes-first），即首先检测信号最强的用户，然后检测次强用户，以此类推。但是文献[23]中的 BGF 只是不考虑信道编码，单独进行多用户检测时的最优顺序。

对于 PC-NOMA 系统，考虑到用户/信号/编码三级极化，则 BGF 并不是最优的检测顺序；相反的顺序，即基于最差优先准则（WGF, worst-goes-first）性能反而更好。对于 WGF 顺序，首先检测最差用户信号，进行解调与译码，然后再检测第二差用户解调与译码，以此类推。表面上看，这样的检测不符合多用户从强到弱的检测过程。但 PC-NOMA 是整体极化，最差用户的极化码有更多冻结位辅助译码，从系统优化观点来看，这样的检测顺序才是最佳的。

采用并行结构的 PC-NOMA 检测接收，结构比较简单，多用户检测单元多次迭代后，并行输出多个用户的软信息，分别送入各自的解调译码单元进行处理即可，在此不再赘述。

5.4 仿真结果与分析

为了考察不同编码方式的 NOMA 系统性能，本文仿真了 AWGN 信道下，PC-SCMA、PC-PDMA、TC-SCMA 与 TC-PDMA 系统的性能。每个用户的极化码或 Turbo 码长 $N = 1024$ ，所有用户的平均码率 $R = \frac{1}{2}$ 。极化码采用 CA-SCL 译码算法，Turbo

码采用 Log-MAP (logarithmic maximum a posteriori probability) 译码算法。

4×6 SCMA 码本矩阵、 2×3 与 3×6 PDMA 码

本矩阵分别定义为

$$\begin{aligned}
 \mathbf{F}_{4 \times 6}^{\text{SCMA}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{F}_{2 \times 3}^{\text{PDMA}} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{F}_{3 \times 6}^{\text{PDMA}} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)
 \end{aligned}$$

其中, SCMA 码本对应的负载为 150%, PDMA 码本对应的负载分别为 150%与 200%。

AWGN 信道下 4 种配置的 NOMA 方案 BLER 性能如图 9 所示。由图 9 可知, 无论是采用 PDMA 还是 SCMA 码本, 极化编码系统都比 Turbo 编码系统有显著的性能增益。例如, 采用 3×6 PDMA 码本, 当 BLER=10⁻⁴ 时, PC-PDMA 比 TC-PDMA 可以获得 3 dB 的性能增益, 并且 TC-SCMA 和 TC-PDMA 都出现了明显的错误平台现象, 而 PC-SCMA 和 PC-PDMA 都没有这一现象。进一步观察到, PC-SCMA 和 PC-PDMA 采用 BGF 与 WGF 这 2 种多用户检测顺序, 也存在性能差异。在不同码本与负载条件下, WGF 都优于 BGF, 这一结果符合前述分析。WGF 更匹配整体极化结构, 因此相比 BGF, 能够进一步提升系统性能。

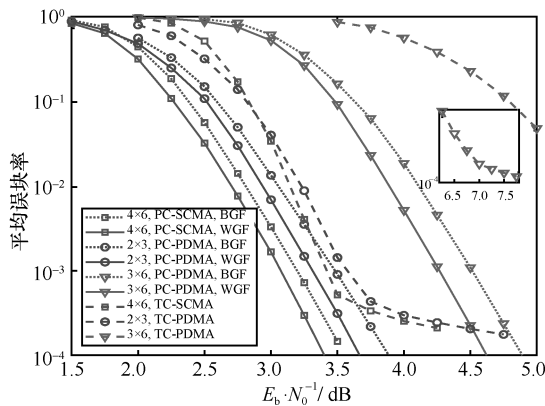


图 9 AWGN 信道下 4 种配置的 NOMA 方案 BLER 性能比较

通过上述比较可以看出, 极化编码 NOMA 系统是一种提高系统容量的有效手段, 文献[24-25]也进行了进一步研究。另外, 广义极化思想也可以应用于波形设计, 本文将极化编码应用于 GFDM (generalized frequency division multiplexing) 系统

中, 也有显著的性能优势, 具体方案参考文献[26], 在此不再赘述。对于满足 6G 大容量接入而言, 这些方案都是有竞争力的候选方案。

6 结束语

未来 6G 系统需要满足高可靠、低时延、高频谱效率、高密度、大容量的传输需求, 对于编码调制设计提出了巨大的技术挑战。本文将极化码的设计思想进一步推广到编码传输系统, 提出了极化处理框架。6G 系统中, 应用极化编码传输技术的优势集中体现在以下 3 个方面。

1) 超高可靠性

极化码可以严格证明没有错误平台, 这一点是极化码相对于 Turbo 码、LDPC 码最重要的性能优势。同时, 在中短码长 (100~2 000 bit) 下, 极化码性能要显著优于 Turbo 码、LDPC 码。通过优化 CRC, 简单的 CRC 级联极化码能够逼近有限码容量极限, 是满足 6G 超高可靠数据传输的重要技术方案。

2) 高频谱效率

极化编码 MIMO 方案, 集成了编码、调制与空间三级极化结构。对比 Turbo 码、LDPC 编码 MIMO 系统, PC-MIMO 由于充分挖掘了空间极化效应, 具有显著的性能增益, 极大提升频谱效率, 满足 6G 系统高频谱效率传输需求。

3) 大系统容量

极化编码 NOMA 方案, 包含了编码、信号与用户三级极化结构。理论上, PC-NOMA 能够逼近多址接入信道容量极限, 具有优越的渐近性能。工程上, 这一方案能够以低复杂度多用户检测算法显著提高接入用户容量, 满足 6G 大容量接入需求。

综上所述, 基于极化处理思想, 设计极化编码传输系统, 是满足未来 6G 需求的重要候选技术, 具有广阔的应用前景。

参考文献:

[1] MATTI L, KARI L. Key drivers and research challenges for 6G ubiquitous wireless intelligence[R]. Oulun yliopisto, (2019-09) [2019-11-14].

[2] 张平, 牛凯, 田辉, 等. 6G 移动通信技术展望[J]. 通信学报, 2019, 40(1): 141-148.

ZHANG P, NIU K, TIAN H, et al. Technology prospect of 6G mobile communications[J]. Journal on Communications, 2019, 40(1): 141-148.

[3] IMT Vision-framework and overall objectives of the future develop-

- ment of IMT for 2020 and beyond: ITU-R M.2083-0[R]. (2015-09) [2019-11-14].
- [4] SHANNON C E. A mathematical theory of communication[J]. The Bell System Technical Journal, 1948, 27: 379-423, 623-656.
- [5] ARIKAN E. Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(7): 3051-3073.
- [6] 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Multiplexing and channel coding: 3GPP 38.212 v.15.1.0[S]. 3GPP, 2018.
- [7] 牛凯. “太极混一”——极化码原理及 5G 应用[J]. 中兴通讯技术, 2019, 25(1): 19-28.
NIU K. The principle and application of polar codes in 5G systems[J]. ZTE Technology Journal, 2019, 25(1): 19-28.
- [8] NIU K, CHEN K, LIN J R, et al. Polar codes: primary concepts and practical decoding algorithms[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(7): 192-203.
- [9] POLYANSKIY Y, POOR H V, VERDU S. Channel coding rate in the finite blocklength regime[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(5): 2307-2359.
- [10] PIAO J N, NIU K, DAI J C, et al. Approaching the normal approximation of the finite blocklength capacity within 0.025 dB by short polar codes[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, doi: 10.1109/LWC.2020.2981432.
- [11] CHEN K, NIU K, LIN J R. List successive cancellation decoding of polar codes[J]. Electronics Letters, 2012, 48(9): 500-501.
- [12] TAL I, VARDY A. List decoding of polar codes[C]//IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE Press, 2011, 1-5.
- [13] NIU K, CHEN K. Stack decoding of polar codes[J]. Electronics Letters, 2012, 48(12): 695-696.
- [14] NIU K, CHEN K. CRC-aided decoding of polar codes[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(10): 1668-1671.
- [15] LI B, SHEN H, TSE D. An adaptive successive cancellation list decoder for polar codes with cyclic redundancy check[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(12): 2044-2047.
- [16] NIU K, CHEN K, LIN J. Low-complexity sphere decoding of polar codes based on optimum path metric[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(2): 332-335.
- [17] PIAO J N, DAI J C, NIU K. CRC-aided sphere decoding for short polar codes[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(2): 210-213.
- [18] ARIKAN E. From sequential decoding to channel polarization and back again[J]. arXiv Preprint, arXiv: 1908.09594, 2019.
- [19] DAI J, NIU K, LIN J. Polar-coded MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(7): 6170-6184.
- [20] CHEN Y T, SUN W C, CHENG C C, et al. An integrated message-passing detector and decoder for polar-coded massive MU-MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(3): 1205-1218.
- [21] DING Z, LEI X, KARAGIANNIDIS G K, et al. A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: research challenges and future trends[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(10): 2181-2195.
- [22] DAI L, WANG B, YUAN Y, et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(9): 74-81.
- [23] DAI J, NIU K, SI Z, et al. Polar-coded non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(5): 1374-1389.
- [24] DENG X Y, SHA J, ZHOU X T, et al. Joint detection and decoding of polar coded OFDM-IDMA systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(10): 4005-4017.
- [25] DIZDAR O, GOKEN C, YILMAZ A. An uplink non-orthogonal multiple access method based on frozen bit patterns of polar codes[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(6): 975-978.
- [26] LI Y, NIU K, DONG C. Polar-coded GFDM systems[J]. IEEE Access, 2019, 7: 149299-149307.

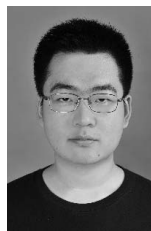
[作者简介]



牛凯 (1976–), 男, 山西文水人, 博士, 北京邮电大学教授, 主要研究方向为信息论与信道编码。



戴金晟 (1992–), 男, 湖南常德人, 北京邮电大学博士生, 主要研究方向为无线通信信号处理、信息论与信道编码。



朴璿楠 (1993–), 男, 辽宁沈阳人, 北京邮电大学博士生, 主要研究方向为信息论与信道编码。