

# 面向6G移动通信的极化多址接入技术



## Polar Coded Multiple Access Technology for 6G Mobile Communication

崔宏基/CUI Hongji, 牛凯/NIU Kai

(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室, 中国 北京 100876)  
(The Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202401005

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240228.0936.002.html>

网络出版日期: 2024-02-27

收稿日期: 2023-12-16

**摘要:** 极化码是第一种达到信道容量的编码方案, 是5G信道编码方案之一。面对6G更高可靠度、更低时延、更大连接的业务需求, 提出面向6G的极化多址接入技术。极化多址接入技术能够充分利用多用户之间的极化效应, 以实现更高的系统容量和系统接入能力。有源极化编码接入方案能够满足6G大容量高可靠的传输需求, 无源极化编码随机接入方案能够提高系统的接入能力。这些方案表明, 极化多址接入技术能够满足6G移动通信系统的超高可靠、高频谱效率、大容量的传输需求, 是重要的候选技术之一。

**关键词:** 多址接入; 极化编码; 随机接入; 非正交多址接入

**Abstract:** Polar codes are the first encoding scheme to achieve channel capacity and are employed in one of the channel coding schemes in 5G. Faced with the demands of 6G for higher reliability, lower latency, and increased connectivity, polar-coded multiple access techniques tailored for 6G are proposed. The polar-coded multiple access technique leverages the polarization effect among multiple users to achieve higher system capacity and access capability. The sourced polar-coded multiple access scheme can meet the high-capacity and high-reliability transmission requirements of 6G, while the unsourced polar-coded random access scheme enhances the system's access capability. These approaches indicate that polar-coded multiple access technologies can address the ultra-high reliability, high spectral efficiency, and large-capacity transmission requirements of 6G mobile communication systems, making them a crucial candidate technology.

**Keywords:** multiple access; polar code; random access; non-orthogonal multiple access

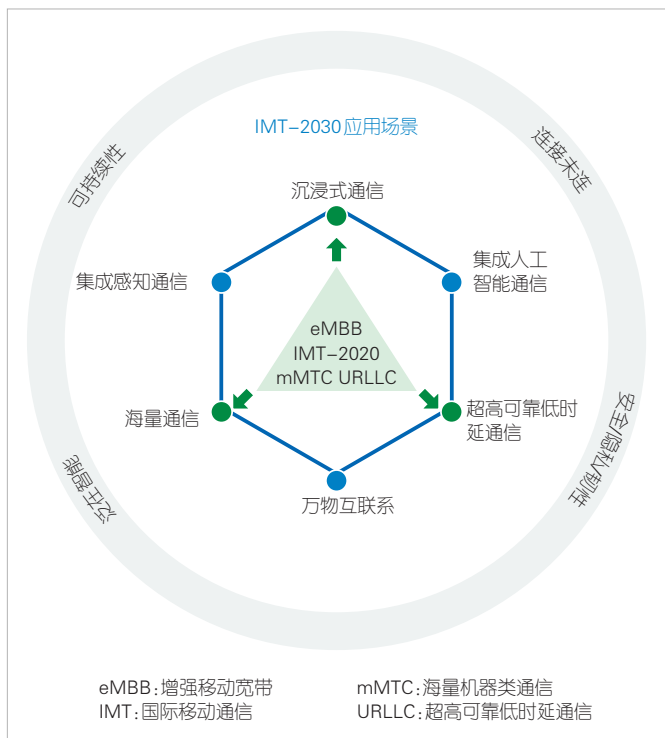
**引用格式:** 崔宏基, 牛凯. 面向6G移动通信的极化多址接入技术[J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(1): 19-25. DOI: 10.12142/ZTETJ.202401005

**Citation:** CUI H J, NIU K. Polar coded multiple access technology for 6G mobile communication [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(1): 19-25. DOI: 10.12142/ZTETJ.202401005

随着6G标准化逐渐提上日程, 全球移动通信技术的争夺焦点正迅速转向6G。2023年6月, 国际电信联盟无线电通信部门 (ITU-R) 的新建议草案<sup>[1]</sup>提出了6G通信的六大应用场景: 沉浸式通信、海量通信、超高可靠度低延迟通信、万物互联、集成人工智能通信和集成感知通信, 具体如图1所示。相比于5G移动通信, 6G对接入数量、接入类型、可靠度和时延都提出更为严格的要求。同时, 6G通信技术以更高级别“智能”促进网络“简约”, 驱动网络动态重构形成“智简无线网络”。本文所提出的极化多址技术是满足大连接高可靠通信的关键技术途径。

多址接入技术旨在满足多个用户的接入需求, 提高系统频谱效率。多址接入技术经历了1G的频分多址接入 (FDMA)、2G的时分多址接入 (TDMA)、3G的码分多址接入 (CDMA)、4G和5G的正交频分多址接入 (OFDMA)。这些多址技术都是正交多址接入 (OMA) 技术, 对多用户信号进行正交划分。虽然这些技术的信号处理复杂度较低, 但并不能达到上下行信道容量域。非正交多址接入 (NOMA) 技术是6G空口技术的关键技术, 其核心思想是突破正交多址接入时域、频域或者码域资源的正交划分, 多个用户信号在相同资源上叠加传输, 从而显著提升频谱效率。2017年, Y. POLYANSKIY 提出无源多址接入 (UMA)<sup>[2]</sup>的概念。不同于传统OMA技术, UMA移除了网络的协作中心来以降低频繁访问大量短数据包的传输成本和延迟, 是一种无协调免授

基金项目: 国家自然科学基金 (62071058)

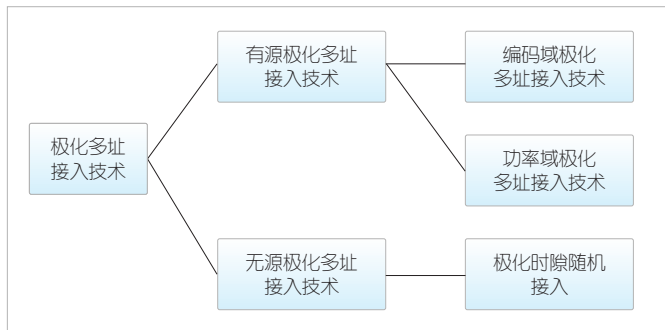


▲图1 IMT-2030六大使用场景<sup>[1]</sup>

权大规模随机接入方案。

2009年，土耳其学者E. ARIKAN在文献[3]中基于信道极化思想，提出了极化码，首次以构造性方法证明信道容量渐近可达。极化码自发明10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移动通信的控制信道编码候选方案，并最终写入5G标准。6G移动通信网络面临繁多、复杂的应用场景，极化编码多址接入技术以“智简”的方式应对多样化场景带来的高可靠、高频谱效率、大连接等技术挑战，将是很有竞争力的一种候选技术。

本文按照发送消息是否含有身份标识，将极化多址接入技术分为两大类（如图2所示）：以提升系统容量为目标的有源多址接入和以提高接入能力为目标的无源多址接入，分



▲图2 本文涉及的极化多址技术分类

别对应高可靠、大连接两种典型场景。

在有源多址接入中，协作中心负责管理用户接入的碰撞行为，并且通过插入一定的信息，甄别接入用户的身份，由此在接收端可知可感用户的碰撞模式。这种方式有利于功率域叠加多址接入与编码域多址接入技术的实现。

而无源多址接入技术无须协作中心介入，用户接入会发生随机碰撞，同时不须要传输协作信息，没有协作资源的额外开销，因此接入处理时延更低。无源多址接入无统一接入调度，无导频和预分配资源，用户活跃状态未知。由于无协作中心参与，每个资源上承载用户数量随机，不能事先确定用户的码本向量。所有用户使用完全相同的一套传输协议，随机占用接入资源，系统是完全开环、单向的信号传输。

本文介绍了极化编码的基本原理，分析有源极化多址接入和无源极化多址接入的系统架构，并分析极化编码在有源多址接入下提升频谱效率的基本思想，提出无源极化多址接入大连接的接入方案。

### 1 极化编码原理

极化编码方案是指利用极化现象来进行的信道编码方案。信道极化由E. ARIKAN在文献[3]引入，是指对一组可靠性相同的二进制对称输入离散无记忆信道进行信道合并和信道拆分，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。随着码长的增加，这些子信道可靠性呈现两极分化现象。ARIKAN证明，当信道数目充分大时，极化子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二进制对称输入离散无记忆信道的容量 $I(W)$ ，而差信道比例趋于 $1-I(W)$ 。

在极化编码方案中，我们首先需要对信道的可靠性进行评估，选择出当前 $N$ 个子信道中可靠度最高的 $K$ 个子信道，选定为信息位集合 $\mathcal{A}$ ，剩余 $N-K$ 个子信道用作冻结比特集合 $\mathcal{A}^c$ 。冻结比特对编码器和译码器都是已知的，一般可以固定为零。子信道的选取有多种构造方式，可以根据不同的信道、译码算法和构造复杂度进行选取，详细的构造方式可参阅文献[4]。下面我们给出一般性的极化编码方案。

给定 $(N, K)$ 极化码，其中信息位长度为 $K$ ，编码长度为 $N$ 。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：

$$x_1^N = u_1^N G_N, \tag{1}$$

其中，编码生成矩阵 $G_N = B_N F^{\otimes n}$ ， $B_N$ 是排序矩阵，表示比

特反序操作， $F^{\otimes n}$ 表示下三角矩阵 $F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ & 1 \end{bmatrix}$ 进行 $n$ 次克罗内克积操作得到的Hadamard矩阵。由于极化码采用蝶形结构编码，因此极化码的编码复杂度为 $O(M \log N)$ 。

目前极化码译码有两类算法：一类是基于串行抵消(SC)译码算法，另一类是基于置信度传播(BP)译码算法。循环冗余校验码辅助的串行抵消列表/堆栈译码算法(CA-SCL/SCS)<sup>[5]</sup>是提升有限码长下极化码性能的关键，它可以使有限码长下极化码性能能超越低密度奇偶校验码(LDPC)/Turbo码。业界提出的自适应CA-SCL算法<sup>[6]</sup>，极大增强了译码性能，并且平均复杂度降低5~10倍，成为极化码应用于5G移动通信的关键优势算法。循环冗余校验码辅助的极化码混合球译码算法<sup>[7]</sup>在码长为128时仅与有限码长容量限相差0.025 dB。BP类译码算法在性能上稍逊，但具有良好的并行结构，是高吞吐率译码器设计的关键。

## 2 有源极化多址接入技术

NOMA是一类提高多用户通信系统容量的有效方法，属于有源多址接入技术。其中，稀疏码多址接入(SCMA)、图样分割多址接入(PDMA)等方案，能够为每个用户分配不同的码本向量。在占用同等时频资源条件下，相比于正交多址接入，NOMA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，因此也可以看作是广义极化。采用极化编码的多址接入方案，是满足6G大容量接入的重要候选技术。

### 2.1 编码域极化多址接入

文献[8]提出了极化编码NOMA(PC-NOMA)的基本框架，如图3所示。PC-NOMA系统针对的是多址接入信道，会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。

PC-NOMA系统的极化变换可以划分为三级极化：用户极化、调制极化和编码极化。其中，编码极化利用了编码比特之间的可靠性差异，调制极化利用了星座比特的可靠性差异，而用户极化充分利用了用户可靠性之间的差异。我们将NOMA的多用户码本映射过程看作是广义的极化变换，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系统的检测结构如图3所示，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：

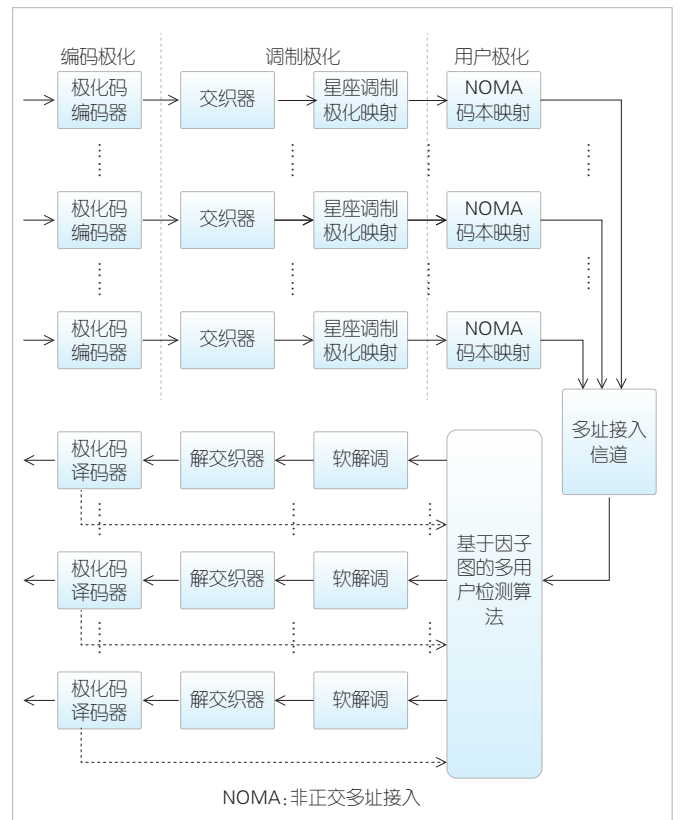
$$\mathbf{y}^T = \sum_{v=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_v) \mathbf{x}_v^T + \mathbf{z}^T \quad (2)$$

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， $\mathbf{z}^T$ 为加性噪声向量。

假设每个用户采用 $2^m$ 进制调制，发送 $N$ 个符号，根据文献[8]的分析，利用互信息链式法则，PC-NOMA信道的序列互信息表示为：

$$I(\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_J; \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_N) = \sum_{v=1}^J \sum_{l=1}^m \sum_{i=1}^N I(W_{v,j,i}) \quad (3)$$

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



▲图3 极化编码NOMA系统结构

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  $I(W_{v,ji})$ 。

为了考察不同编码方式的NOMA系统性能,我们仿真了高斯白噪声(AWGN)信道下,极化码稀疏码多址(PC-SCMA)、极化码图样分割多址接入(PC-PDMA)、Turbo编码稀疏码多址(TC-SCMA)与Turbo编码图样分割多址接入(TC-PDMA)系统的性能。这里,“PC”表示极化编码,“TC”表示Turbo编码。每个用户的极化码或者Turbo码长为  $N=1024$ ,所有用户的平均码率  $R=1/2$ 。极化码采用CA-SCL译码算法,Turbo码采用对数最大后验估计(Log-MAP)译码算法。

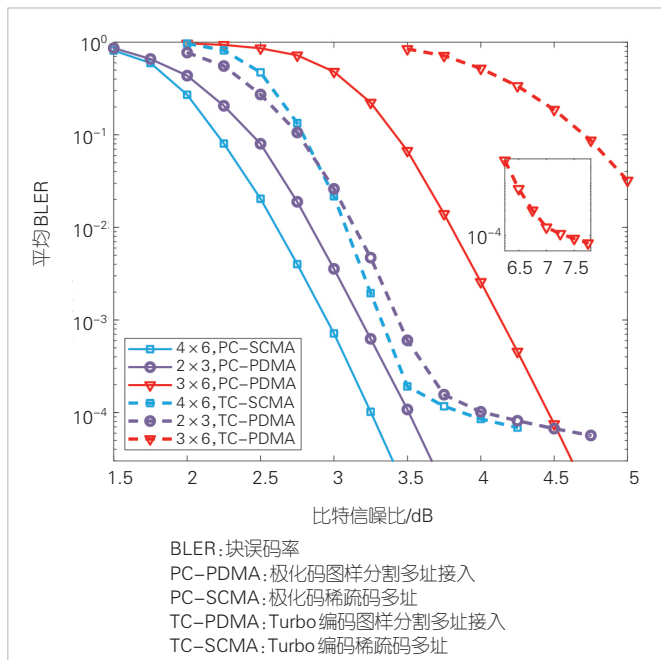
$4 \times 6$  SCMA 码本矩阵、 $2 \times 3$  与  $3 \times 6$  PDMA 码本矩阵分别定义如下:

$$F_{4 \times 6}^{SCMA} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}, F_{2 \times 3}^{PDMA} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$F_{3 \times 6}^{PDMA} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

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

AWGN信道下,4种配置的块误码率(BLER)性能如图4所示。从图中可以看出,无论是采用PDMA码本还是



▲图4 高斯白噪声(AWGN)信道下不同配置的非正交多址接入(NOMA)方案BLER性能比较<sup>[6]</sup>

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  $3 \times 6$  PDMA 码本,当  $BLER=10^{-4}$  时,PC-PDMA 相比于TC-PDMA 可以获得3 dB的性能增益。并且,TC-SCMA 或TC-PDMA 都出现了明显的错误平台现象,而PC-SCMA 或PC-PDMA 都没有该现象。

通过上述比较,可以看出,极化编码NOMA系统是一种提高6G系统容量的有效手段,是具有竞争力的候选方案。

### 2.2 功率域极化多址接入

不同于编码域NOMA技术,功率域极化多址技术使用功率来区分用户。在进行功率分配的过程中,两用户的容量不是相同的,将功率极化效应定义为两级极化变换。对于两用户信道  $W_1, W_2$ ,考虑功率分配和极化编码的级联变换。

定义第一级功率变换为:

$$\psi_1: (W_1, W_2) \mapsto (W'_1, W'_2). \quad (5)$$

我们考虑在信道变换中信道互信息的均值和方差变化:

$$M_{\psi_1} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 C_k = \frac{1}{2} (C_1 + C_2),$$

$$V_{\psi_1} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 C_k^2 - M_{\psi_1}^2 = \left( \frac{1}{2} \cdot |C_1 - C_2| \right)^2, \quad (6)$$

其中,  $C_1, C_2$  分别是信道  $W_1, W_2$  的信道容量。很显然,  $C_1, C_2$  受到功率分配的影响。

第二级变换时极化编码造成的比特子信道的极化:

$$\psi_2: (W'_1, W'_2) \mapsto (\{W_N^{(1,1)}, \dots, W_N^{(1,N)}\}, \{W_N^{(2,1)}, \dots, W_N^{(2,N)}\}). \quad (7)$$

对于整个级联系统,其极化子信道互信息的均值和方差为:

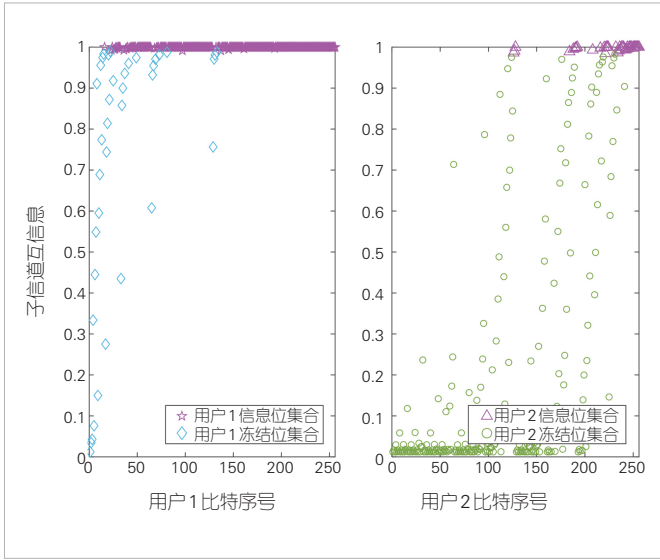
$$M_{\psi_1 \otimes \psi_2} = \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^N (I_N^{(1,k)} + I_N^{(2,k)}) = M_{\psi_1},$$

$$V_{\psi_1 \otimes \psi_2} = \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^N ((I_N^{(1,k)})^2 + (I_N^{(2,k)})^2) - M_{\psi_1 \otimes \psi_2}^2$$

$$\leq M_{\psi_1} (1 - M_{\psi_1}) \quad (8)$$

其中,  $I_N^{(1,k)}, I_N^{(2,k)}$  分别是用户1和2的极化子信道互信息。可以看出,互信息均值在第二级变换保持不变,并且给出极化子信道互信息的方差上界,该上界由第一级功率分配决定。

对于极化编码系统来讲,极化子信道互信息方差能够在一定程度上反应编码系统的极化效应。级联系统的极化效应与功率分配密切相关,改善功率分配方案可以从极化的角度改善系统性能。所以功率域极化多址优化应该兼顾系统容量和极化效应。图5给出了每个用户码长  $N = 256$ ,系统平均码率  $R = 0.5$ ,用户信道系数  $|h_1| : |h_2| = 3 : 1$ ,译码使用



▲图5 上行信道下功率分配导致的极化效应示意图

串行干扰抵消,译码顺序为用户1-用户2,情况下功率分配后极化效果示意图。

从图5中可以看出,两用户的码率分配有明显差异。使用极化功率分配时,可以轻松对所有子信道进行可靠性评估,进而确定两用户的码率分配。通过对功率的分配和对应码率的计算,获得更好的平均误码率性能。

### 3 无源多址接入技术

以保障用户链路可靠性为目标,无源多址接入可以提高系统接入能力。本节首先介绍时隙擦除信道下的时隙极化变换(SPT)及其导致的时隙极化现象,然后提出极化时隙ALOHA(PSA)随机接入方法。

#### 3.1 时隙极化变换及时隙极化现象

对于时隙擦除信道(SEC)而言,在面向数据包操作田下,使用ARIKAN的极化内核 $F_2$ 对独立的若干SEC信道副本进行变换可递归地生成包级的合并信道。即两个独立的SEC信道 $S$ 经极化变换后得到第一级的合并信道 $S_2: (\mathcal{X}^r)^2 \rightarrow (\mathcal{Y}^r)^2$ ,其转移概率为:

$$S_2(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 | \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2) \triangleq S(\mathbf{y}_1 | \mathbf{u}_1 \boxplus \mathbf{u}_2) S(\mathbf{y}_2 | \mathbf{u}_2). \quad (9)$$

该合并信道 $S_2$ 经拆分后得到的两个极化子信道 $S^+$ 和 $S^-$ 分别为:

$$\begin{aligned} S^+(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \mathbf{u}_1 | \mathbf{u}_2) &\triangleq \frac{1}{q} S_2(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 | \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2) \\ S^-(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 | \mathbf{u}_1) &\triangleq \sum_{\mathbf{u}_2 \in \mathcal{X}^r} \frac{1}{q} S_2(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 | \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2), \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2 \in \mathcal{X}^r, \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 \in \mathcal{Y}^r$ 。

引理1: 基于数据包操作田的合并信道 $S_2$ 可以看作是由基于模-2和操作的合并信道 $W_2$ 的 $r$ 个相同副本的形成的乘积信道,即:

$$S_2(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 | \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2) = \prod_{i=1}^r W_2(y_{1,i}, y_{2,i} | u_{1,i}, u_{2,i}). \quad (11)$$

于是,这两个极化子信道变为:

$$\begin{aligned} S^+(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \mathbf{u}_1 | \mathbf{u}_2) &= \prod_{i=1}^r W^+(y_{1,i}, y_{2,i}, u_{1,i} | u_{2,i}) \\ S^-(\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 | \mathbf{u}_1) &= \prod_{i=1}^r W^-(y_{1,i}, y_{2,i} | u_{1,i}). \end{aligned} \quad (12)$$

从引理1可以看出:包级的合并信道 $S_2$ 等价于 $r$ 个相同合并信道 $W_2$ 所构成的乘型信道。同理,我们对独立的两组上一级的合并信道继续递归地执行这种变换,即可得到下一级合并信道:两组第一级的极化子信道 $S^+, S^-$ 再执行一次极化变换即可生成4个第二级的极化子信道 $S^{t_1 t_2}, t_1, t_2 \{+, -\}$ 。该极化变换递归的执行 $n$ 次变换,即可得到 $N = 2^n$ 个极化子信道 $S_N^{(j)}(\mathbf{y}_1^N, \mathbf{u}_1^{j-1} | \mathbf{u}_j), j = 1, \dots, N$ ,其表达式为:

$$S_N^{(j)} = \prod_{i=1}^r W_N^{(j)}(y_{1,i}, \dots, y_{N,i}, u_{1,i}, \dots, u_{j-1,i} | u_{j,i}), \quad (13)$$

即第 $n$ 级合并信道 $S_n$ 等价于 $r$ 个相同副本的合并信道 $W_n$ 构成的乘型信道。

引理2: 时隙ALOHA随机接入系统经时隙擦除信道信道传输时, $N = 2^n$ 个独立的SEC信道 $S(\epsilon)$ 经包级极化变换后得到的极化子信道的容量和Bhattacharyya参数分别为:

$$I(S_N^{(j)}) = rI(W_N^{(j)}) \quad (14)$$

和

$$Z(S_N^{(j)}) = rZ(W_N^{(j)}), \quad (15)$$

其中 $1 \leq j \leq N$ 。

基于该引理的结论,可得SEC的合并信道容量和Bhattacharyya参数的递归计算关系式,具体如下定理所示。

定理1: 对于 $1 \leq j \leq N/2$ 和 $N = 2^n$ , SEC信道经SPT变换后的子信道容量可以通过下述递归计算求得:

$$\begin{cases} I(S_N^{(2^{j-1})}) = \frac{1}{r} I(S_{N/2}^{(j)})^2 \\ I(S_N^{(2^j)}) = 2I(S_{N/2}^{(j)}) - \frac{1}{r} I(S_{N/2}^{(j)})^2, \end{cases} \quad (16)$$

以及子信道Bhattacharyya参数的递归计算式:

$$\begin{cases} Z(S_N^{(2^j-1)}) = 2Z(S_{N/2}^{(j)}) - \frac{1}{r}Z^2(S_{N/2}^{(j)}) \\ Z(S_N^{(2^j)}) = \frac{1}{r}Z^2(S_{N/2}^{(j)}) \end{cases} \quad (17)$$

随着  $N$  的增加, SEC 信道经 SPT 变换后的子信道  $S_N^{(j)}$  中一个部分子信道的对称容量趋向于 1, 而剩余的极化子信道则完全相反, 其信道的对称容量趋于 0。也就是说, 对于任何  $0 < \gamma < 1$ ,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{|\{t \in \{+, -\}^n : I(S_N^{(t)}) \in (\gamma, 1 - \gamma)\}|}{2^n} = 0 \quad (18)$$

该定理的证明过程详见文献[9]。

由定理可以看出, 随着  $N$  的增加, 一些子信道  $S_N^{(i)}, i \in \mathcal{I}$  的容量趋于  $r$  (比特/信道), 而剩余的子信道容量趋向 0, 也就是说 SEC 的合并信道中的子信道  $S_N^{(i)}$  也存在极化现象。在极化时隙随机接入中, 活跃用户是将集合  $\mathcal{I}$  所对应的时隙子集作为接入方案随机选取的时隙集。

### 3.2 PSA 随机接入方法

本文提出的 PSA 随机接入系统如图 6 所示, 其中每个发送的数据包首先在各自的活跃用户端进行 PSA 接入的级联码编码; 当每个活跃用户在接收到基站 (BS) 广播的信标后, 将编码后的数据包经时隙擦除信道传输后在 BS 端构成一个传输帧。其中等效的 PSA 接入级联编码过程分为两个阶段, 可描述为:

$$\mathbf{x}_1^N = \mathbf{p}_1^M \mathbf{T} \mathbf{F}_2^{\otimes n} \quad (19)$$

对应地, 在 PSA 随机接入系统的接收 BS 端, 活跃用户发送过来数据包的译码恢复过程也分为两个阶段。

在 PSA 随机接入过程编码的第 1 阶段, 每个活跃用户  $i, 1 \leq i \leq M$ , 在不规则度分布  $\Lambda(x)$  指导下, 随机地从时隙子集  $\mathcal{I}$  中为各自的数据包  $\mathbf{p}_i$  的副本选择互异的时隙。然后生成时隙子集上的时隙数据包向量  $\mathbf{u}_T$ :

$$\mathbf{u}_T = \mathbf{p}_1^M \cdot \mathbf{T} \quad (20)$$

生成矩阵  $\mathbf{T}$  是从时隙 ALOHA 随机接入过程的生成矩阵集合  $\{\mathbf{T}\}$  中随机选择的。

在第 2 阶段, 序号在  $\mathcal{I}^c$  内时隙上的数据包被设置为 0, 从而得到等价的源数据包向量  $\mathbf{u}_1^N = (\mathbf{u}_T, \mathbf{u}_{T^c})$ 。接着基于包级的 SPT 变换, 生成时隙编码的数据包为  $\mathbf{x}_1^N$ :  $\mathbf{x}_1^N = \mathbf{u}_1^N \cdot \mathbf{F}_2^{\otimes n}$ 。

定义 PSA 随机接入方法中包级极化码码率为:

$$R_p \triangleq \frac{|\mathcal{I}|}{N} \quad (21)$$

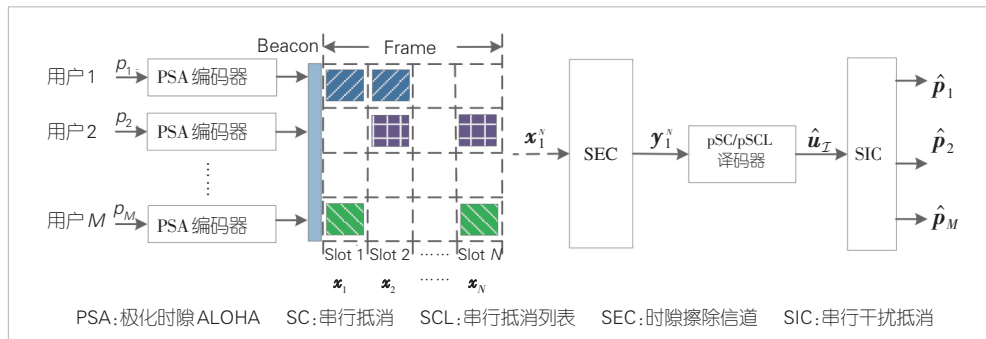
该参数是 PSA 随机接入方法中需优化的关键参数之一。

同理, 在 BS 端 PSA 随机接入方法的译码过程也分为两个阶段, 如图 3 中所述: 为了减少 SEC 造成的编码数据包的损坏, 首先将经信道传输后输出的向量  $\mathbf{y}_1^N$  馈入到包级的 pSC/pSCL 译码器, 其译码后的数据包  $\hat{\mathbf{u}}_{\mathcal{I}}$  经 SIC 过程迭代恢复发送的数据包  $\{\hat{\mathbf{p}}_i\}, 1 \leq i \leq M$ , 详细的译码过程可参见文献[9]。

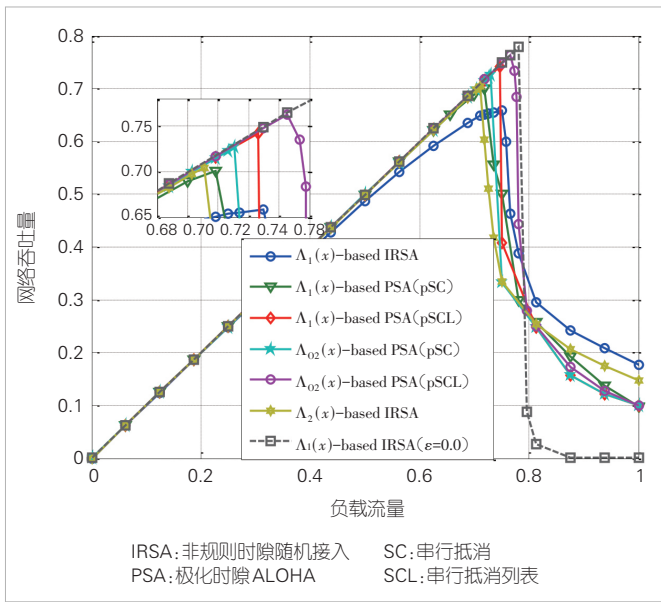
图 7 展示出了 SEC ( $\epsilon = 0.1$ ) 信道下 PSA 和非规则时隙随机接入 (IRSA) 方案吞吐率对比性能曲线, 其中时隙帧长  $N = 1024$ 。图中还给出了度分布为  $\Lambda_1(x)$  的 IRSA 随机接入方案在无擦除信道上传输的吞吐率基准性能曲线。仿真采用  $R = 1/3$  的 3 个不同度分布, 分别选取  $\Lambda_1(x) = 0.554016x^2 + 0.261312x^3 + 0.184672x^6$  (对应的阈值为  $G_1^* = 0.8792$ ), 针对 SEC ( $\epsilon = 0.1$ ) 信道优化的度分布  $\Lambda_2(x) = 0.0695x^2 + 0.8958x^3 + 0.0347x^5$  (对应的阈值为  $G_2^*$ ), 以及本文优化的度分布  $\Lambda_{o2}(x) = 0.5610x^2 + 0.2002x^3 + 0.1554x^5 + 0.0029x^6$  (对应的阈值为  $G_3^* = 0.8898$ ) 用于 PSA 随机接入系统性能的评估。

从图中可以看出: 1) 在同一用户节点 (UN) 度分布  $\Lambda_1(x)$  下, 与无擦除信道上传输时 IRSA 的峰值吞吐率相比, IRSA 随机接入方案经 SEC 信道传输造成的吞吐率峰值的损失约为 0.14。同样在前述相同的度分布  $\Lambda_1(x)$  下, 经 SEC 信道传输的 PSA 随机接入系统

(采用 pSCL ( $L = 8$ ) 译码算法) 吞吐率峰值的提高量约为 0.1。2) 在采用本文优化的 UN 度分布  $\Lambda_{o2}(x)$  下, 使用 pSCL ( $L = 8$ ) 译码的 PSA 随机接入方案的吞吐率峰值提升了约 0.12, 仅比基于  $\Lambda_1(x)$  的 IRSA 随机接入方案在无差错信道下的基准峰值吞吐率低 0.02。



▲图 6 经 SEC 信道传输的 PSA 随机接入系统模型



▲图7 PSA随机接入方案经时隙擦除信道传输的系统吞吐率随输入负载变化的性能对比图

除上述方案外，文献[11]提出的基于极化编码的高斯多址接入信道（GMAC）信道无源多址接入方案，使用联合检测和译码算法，能够有效贴近编码时隙ALOHA（CSA）的理论界。文献[12]使用随机扩频的方案来减少多用户间干扰，进一步提高了极化随机接入系统的接入能力。通过上述描述，可以看出，无源极化多址接入系统是一种提高6G系统吞吐率的有效手段，是有未来6G无线接入方案有力的候选方案。

#### 4 结束语

本文提出了多种极化多址接入系统，包括有源多址接入和无源多址接入。有源极化多址接入包括编码域NOMA和功率域NOMA方案，利用系统的极化效应来提升系统容量。无源极化多址方案，以编码随机接入为基础，证明了SEC经SPT变换后的合成子信道中存在极化现象，本文所提出的PSA随机接入方案可以有效提升系统的接入能力。

综上所述，基于极化编码的多址接入技术，是满足未来6G移动通信需求的重要候选技术，具有广阔的应用前景。

#### 参考文献

[1] ITU-R. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond [R]. 2023  
 [2] POLYANSKIY Y. A perspective on massive random-access [C]// Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). IEEE, 2017: 2523–2527. DOI: 10.1109/isit.2017.8006984  
 [3] 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. DOI: 10.1109/TIT.2009.2021379  
 [4] 牛凯. 极化码原理与应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2021  
 [5] NIU K, CHEN K. CRC-aided decoding of polar codes [J]. IEEE communications letters, 2012, 16(10): 1668–1671. DOI: 10.1109/lcomm.2012.090312.121501  
 [6] 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. DOI: 10.1109/lcomm.2012.111612.121898  
 [7] 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. DOI: 10.1109/lcomm.2018.2885771  
 [8] DAI J C, NIU K, SI Z, et al. Polar-coded non-orthogonal multiple access [J]. IEEE transactions on signal processing: a publication of the IEEE signal processing society, 2017, 66(5): 1374–1389. DOI: 10.1109/TSP.2017.2786273  
 [9] ZHANG Z J, NIU K, DAI J C, et al. Polar-slotted ALOHA over slot erasure channel [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2023, 72(1): 760–771. DOI: 10.1109/tvt.2022.3204321  
 [10] SUN Z, XIE Y X, YUAN J H, et al. Coded slotted ALOHA for erasure channels: design and throughput analysis [J]. IEEE transactions on communications, 2017, 65(11): 4817–4830. DOI: 10.1109/tcomm.2017.2734649  
 [11] MARSHAKOV E, BALITSKIY G, ANDREEV K, et al. A polar code based unsourced random access for the Gaussian MAC [C]// Proceedings of IEEE 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall). IEEE, 2019: 1–5. DOI: 10.1109/vtcfall.2019.8891583  
 [12] PRADHAN A K, AMALLADINNE V K, NARAYANAN K R, et al. Polar coding and random spreading for unsourced multiple access [C]// Proceedings of ICC 2020 – 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2020: 1–6. DOI: 10.1109/icc40277.2020.9148687

#### 作者简介



崔宏基，北京邮电大学在读博士研究生；主要研究方向为5G/6G移动通信、信道编码和多址接入。



牛凯，北京邮电大学人工智能学院教授、博士生导师，北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室副主任，中国电子学会信息论分会副主任委员；主要研究方向为5G/6G移动通信、智能信号处理；先后主持多项国家自然科学基金重点与面上项目、重点研发计划项目；荣获中国电子学会科技奖自然科学一等奖；发表论文200余篇，申请国家发明专利100余项，所提极化码高可靠编码方案被写入5G标准。