



专题: 5G

面向 5G 新空口技术的 Polar 码标准化研究进展

谢德胜, 柴蓉, 黄蕾蕾, 陈前斌

(重庆邮电大学移动通信重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 5G 的业务特性及能力要求为新空口 (new radio, NR) 设计更加高效的新型信道编码方案, 极化码 (Polar 码) 因具备优异的性能已被确定为 5G 增强移动宽带 (enhanced mobile broadband, eMBB) 场景控制信道的编码方案。在对 5G 及 Polar 码进行概述的基础上, 详细阐述面向 5G NR 的 Polar 码标准化工作主要研究内容, 包括码构建、序列设计、速率匹配及信道交织等。继而针对第三代合作伙伴计划 (3rd Generation Partnership Project, 3GPP) 各成员机构在无线接入网层一 (Radio Access Network Layer 1, RAN1) 标准化工作组提出的 Polar 码编码方案进行分析和对比, 并在此基础上对 Polar 码标准化相关研究进展进行总结。

关键词: 5G; 极化码; 码构建; 序列设计; 速率匹配

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2018237

Standardization of 5G new radio technology oriented Polar code

XIE Desheng, CHAI Rong, HUANG Leilei, CHEN Qianbin

Chongqing Key Lab of Mobile Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications,
Chongqing 400065, China

Abstract: A more efficient new channel coding scheme was required for NR by the service features and capability indices of 5G. Due to its excellent performance, Polar code was specified as the control channel coding scheme for 5G enhanced mobile broadband (eMBB) scenario. An overview of Polar code was presented and the main existing research issues of the standardization for new radio(NR) technology oriented Polar code, including code construction, sequence design, rate-matching and channel interleaving, etc, were elaborated. Then some specific analysis and comparisons of the Polar code schemes which were proposed by 3GPP member institutes in RAN1 conferences recently were presented. Finally, a summary of the standardization works of Polar code was given on the basis of the above discussions.

Key words: 5G, Polar code, code design, sequence design, rate-matching

收稿日期: 2018-03-06; 修回日期: 2018-08-10

基金项目: 面向 3GPP 标准化的 5G 无线传输技术研究与评估项目 (No.MCM20160105); 5G 高速无缝接入技术方案与试验系统研发项目 (No.2016ZX03001010-004)

Foundation Items: The Joint Scientific Research Fund of Ministry of Education and China Mobile (No.MCM20160105), National Science and Technology Specific Project of China (No.2016ZX03001010-004)

1 引言

随着移动通信技术的快速发展和智能终端的日趋成熟,4G 已难以有效支持未来移动互联网和物联网高速发展带来的移动数据流量的高速增长、海量的设备连接以及差异化新型业务需求。为满足用户日益增长各类移动业务需求,5G 概念应运而生,并已成为学术界和信息产业界的重要研究课题之一^[1]。

近年来,国内外多家通信组织及相关机构均积极致力于 5G 的研发工作。2012 年 9 月,欧盟启动了面向 5G 系统的 5G NOW (5th generation non-orthogonal waveforms for asynchronous signaling) 研究课题,主要针对 5G 物理层波形技术开展研究^[2]。2012 年 11 月,欧盟正式启动 METIS (mobile and wireless communications enablers for the twenty-twenty information society) 研究项目,针对如何实现未来移动通信需求开展广泛研究^[3]。此外,欧盟在 2014 年启动了规模更大的科研项目 5G-PPP (5G public-private partnership),旨在加速 5G 研究和创新。2013 年,中韩两国分别成立 IMT-2020 (5G) 推进组及 5G 技术论坛,以推进 5G 技术标准的研发^[4]。2015 年,在 3GPP 服务工作组会议 (SA1-Service) 上确定的版本 14 (Release-14) 标准工作项目对 5G 需求进行明确规范^[5]。同年,国际电信联盟无线通信部 (International Telecommunication Union-Radio Communications Sector, ITU-R) 明确了未来 5G 三大典型应用场景^[6],分别为增强型移动宽带 (enhanced mobile broadband, eMBB) 场景、大规

模机器类通信 (massive machine type communication, mMTC) 场景和超高可靠性低时延通信 (ultra-reliable and low latency communication, uRLLC) 场景。不同应用场景具有不同性能需求。eMBB 场景要求支持更高的传输速率 (峰值速率: 上行链路达到 10 Gbit/s, 下行链路达到 20 Gbit/s)、更高的频谱效率 (峰值频谱效率: 上行链路达到 12 bit/(s·Hz), 下行链路达到 30 bit/(s·Hz)) 等; mMTC 场景要求支持更大连接数密度 (1×10^6 个连接/km²)、更低能耗 (终端电池使用寿命达到 15 年); uRLLC 场景要求支持更低的时延 (上下行链路时延 0.5 ms, 即端到端时延低于 1 ms)、更高的可靠度 (达到 99.999 9%, 即 1 ms 内的误帧率低于 10^{-6})、更低的错误平层等。

5G 中业务需求的多样性及各类业务场景的典型特性均给传统移动通信技术,特别是现有的信道编码技术带来新的困难及挑战。5G 三大典型应用场景对 5G NR 信道编码关键要求见表 1,而 4G 中采用的信道编码方案 Turbo 码因在可靠性 (Turbo 码存在译码错误平层)、编译码复杂度、译码吞吐量和编码效率等方面难以有效满足 5G 场景下的各种性能要求。亟需为 5G 新空口 (new radio, NR) 设计更加先进高效的信道编码方案,以尽可能小的业务开销实现信息快速可靠传输。

目前,国内外研究机构已针对 5G 信道编码技术开展了大量研究,并已达成部分共识。Polar 码因其理论证明可达到香农极限,且具有可实用的线性复杂度编译码能力而受到业界重视,成为 5G NR 信道编码方案的强有力候选者。在 2016 年 11 月召开的 3GPP RAN1#87 次会议上确定 eMBB 场景

表 1 5G NR 信道编码关键要求

eMBB	mMTC	uRLLC
高吞吐量下具有好的错误性能	低吞吐量下具有好的错误性能	低/中吞吐量下具有非常好的错误性能
高能量效率及高芯片效率	易于实施	低编码/译码时延
低编码/译码时延	高能量效率	非常低的错误平层



的 5G 短码块信道编码方案采用 Polar 码作为控制信道编码方案。基于此, 本文首先对 Polar 码的基本概念及原理进行概述, 继而对近年来国内外研究机构针对 Polar 码开展的标准化研究工作进行分析综述。

2 Polar 码概述

2008 年, 土耳其毕尔肯大学 Arikan 教授^[7]在国际信息论 (International Symposium on Information Theory, ISIT) 会议上首次提出信道极化 (channel polarization) 的概念。2009 年, Arikan 教授在参考文献[8]中对信道极化进行更为详细的阐述, 并基于信道极化思想提出一种新型信道编码方法, 即 Polar 码。

由于在理论上可被严格证明在低译码复杂度下能够达到信道容量, Polar 码一经提出即受到学术界及业界的广泛关注, 并针对 Polar 码相关理论及应用开展深入研究。参考文献[9]中, Arikan 分析了 Polar 码的极化现象, 并给出 Polar 码在二元删除信道 (binary erasure channel, BEC) 中的具体构造方法以及编译码过程。考虑到 Arikan E 给出的 Polar 码构造方法仅适用于 BEC 信道, 具有较大的局限性, Mori 和 Tanaka 等人^[10-11]借鉴低密度奇偶校验 (low-density parity-check, LDPC) 码的构造方法, 提出采用密度进化 (density evolution, DE) 方式构造 Polar 码, 以适用于任意二进制离散无记忆信道 (binary discrete memoryless channel, B-DMC)^[10-11]。随后 Tal 在参考文献[12]中针对 DE 方法的复杂度进行了研究, 给出了更为有效的构造方法。此外, 也有研究考虑 Polar 码在几类常见的连续信道中的应用, 如高斯信道、瑞利信道及中继信道等^[13-16]。近年来, 较多研究考虑 Polar 码在更为实际的通信信道场景, 如多址接入信道^[17]、存在窃听的通信网络^[18]、量子信道^[19]及多阶调制系统^[20-21]中的应用。

另外, 也有研究考虑基于 Polar 码的信源编

码。在对具体 Polar 码信源编码方案进行研究的基础上, 提出基于 Polar 码的联合信源信道编码理论^[22]。

2.1 信道极化概念

Polar 码是基于信道极化理论提出的一种新的线性分组码。信道极化是指以特定方式对任意 $N=2^n (n \geq 0)$ 个独立的 B-DMC 进行组合分裂, 随着信道数目 N 的增加, 子信道特性呈现两极分化的现象^[23]。信道极化过程包括信道组合和信道分裂两个过程, 以下分别进行简要介绍。

2.1.1 信道组合

将 B-DMC 用 $W: X \rightarrow Y$ 表示, 其中, X 表示输入向量集合, Y 表示输出向量集合, 转移概率表示为 $W(y|x), x \in X, y \in Y$ 。 W^N 表示 N 个互相独立的信道 W 同时使用, 对于 $W^N: X^N \rightarrow Y^N$ 信道的转移概率为 $W^N(y_1^N | x_1^N) = \prod_{i=1}^N W(y_i | x_i)$ 。

信道组合过程是指通过递归算法对 N 个独立的 B-DMC 信道 W 进行组合以得到组合信道 $W_N: X^N \rightarrow Y^N (N=2^n, n \geq 0)$, 其中, X^N, Y^N 分别表示信道 W_N 的输入及输出向量集合。以下针对不同 N 值进行简要分析。

(1) 若 $N=1$, 可得 $W_1=W$, 即不进行信道组合。

(2) 若 $N=2$, 即将两个独立的 B-DMC 信道 W_1 进行组合得到组合信道 $W_2: X^2 \rightarrow Y^2$ 。具体组合方式如图 1 所示, 其中, $u_1, u_2 \in X$ 为信道 W_2 的输入向量, $y_1, y_2 \in Y$ 为相应输出向量, $x_1 = u_1 \oplus u_2$ 、 $x_2 = u_2$ 分别为两个独立信道 W 的输入向量。信道 W_2 的转移概率如式 (1) 所示:

$$W_2(y_1, y_2 | u_1, u_2) = W(y_1 | u_1 \oplus u_2) W(y_2 | u_2) \quad (1)$$

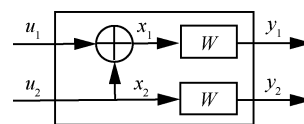


图 1 W_2 信道模型

(3) 若 $N=4$, 即将两个独立的组合信道 W_2 进行组合得到组合信道 $W_4: X^4 \rightarrow Y^4$, 如图 2 所

示, 信道 W_4 的转移概率如式 (2) 所示:

$$W_4(y_1^4 | u_1^4) = W_2(y_1, y_2 | u_1 \oplus u_2, u_3 \oplus u_4) W_2(y_3, y_4 | u_2, u_4) \quad (2)$$

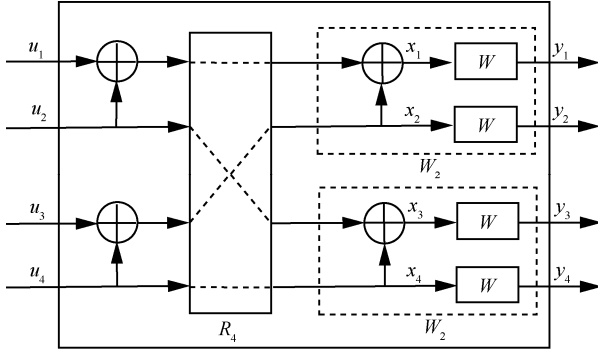


图2 W_4 信道模型

通过图2可知, 组合信道 W_4 的输入向量 u_1^4 至原始信道 W^4 的输入向量 x_1^4 的映射关系 $u_1^4 \rightarrow x_1^4$ 可表示

为 $x_1^4 = u_1^4 G_4$, 其中 $G_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$, 因此, 组合

信道 W_4 与原始信道 W^4 之间的转移概率可表示为:

$$W_4(y_1^4 | u_1^4) = W^4(y_1^4 | u_1^4 G_4) \quad (3)$$

依此类推可得信道组合的一般形式, 两个独立的信道 $W_{N/2}$ 可通过信道组合转化成信道 $W_N: X^N \rightarrow Y^N$ 。组合信道 W_N 的输入向量 u_1^N 到原始信道 W^N 的输入向量 x_1^N 之间的映射关系 $u_1^N \rightarrow x_1^N$ 可表示为 $x_1^N = u_1^N G_N$, 其中 $G_N = B_N F^{\otimes n}$ 为 N 阶生成矩阵, B_N 为 N 阶比特反转矩阵, 实现倒位功能, 核心矩阵 $F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$, $F^{\otimes n}$ 为矩阵 F 的

n 阶克罗内克积, $F^{\otimes n} = F \otimes F^{\otimes n-1}$ 。由此可得到组合信道 W_N 和原始信道 W^N 的转移概率关系为:

$$W_N(y_1^N | u_1^N) = W^N(y_1^N | u_1^N G_N) \quad (4)$$

其中, $y_1^N \in Y^N, u_1^N \in X^N$ 。

2.1.2 信道分裂

信道分裂过程是将组合信道 W_N 分裂成 N 个

二进制输入比特信道 $W_N^{(i)}$ 的过程。

若 $N = 2$, 组合信道 W_2 分裂为 $W_2^{(1)}$ 及 $W_2^{(2)}$, 即 $(W, W) \rightarrow (W_2^{(1)}, W_2^{(2)})$, 对应的转移概率计算式为:

$$W_2^{(1)}(y_1^2, u_1) = \sum_{u_2} \frac{1}{2} W_2(y_1^2 | u_1^2) = \sum_{u_2} \frac{1}{2} W(y_1 | u_1 \oplus u_2) W(y_2 | u_2) \quad (5)$$

$$W_2^{(2)}(y_1^2, u_1 | u) = \frac{1}{2} W_2(y_1^2 | u_1^2) = \frac{1}{2} W(y_1 | u_1 \oplus u_2) W(y_2 | u_2) \quad (6)$$

对于任意组合信道 W_N , 其分裂后的第 i 个信道 $W_N^{(i)}$ 对应的转移概率如式 (7) 所示:

$$W_N^{(i)}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i) = \sum_{u_{i+1}^N \in X^{N-i}} \frac{W(y_1^N, u_1^N)}{W(u_i)} = \sum_{u_{i+1}^N \in X^{N-i}} \frac{1}{2^{N-i}} W_N(y_1^N | u_1^N) \quad (7)$$

其中, y_1^N, u_1^{i-1} 表示信道 $W_N^{(i)}$ 的输出, u_i 为输入。

2.2 Polar 码编码

根据信道极化现象, 可将原本相互独立的 N 个原始信道转化为 N 个信道容量不等的比特信道。当 N 趋于无穷大时, 一部分信道的容量趋于 0, 而另一部分信道的容量趋于 1。假设 K 个信道的容量趋于 1, $N-K$ 个信道的容量趋于 0, 可选择 K 个容量趋近于 1 的信道传输信息比特, 选择 $N-K$ 个容量趋近于 0 的信道传输冻结比特, 即固定比特, 从而实现由 K 个信息比特到 N 个编码比特的一一对应关系, 也即实现码率为 K/N 的 Polar 码的编码过程。

Polar 码的具体编码方式可表示为:

$$x_1^N = u_1^N G_N \quad (8)$$

其中, $x_1^N = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_N)$ 为编码比特序列, $u_1^N = (u_1, u_2, u_3, \dots, u_N)$ 为信息比特序列, $G_N = B_N F^{\otimes n}$ 为对应的 N 阶生成矩阵, B_N 为 N 阶比特反转矩阵, $F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$, $F^{\otimes n}$ 为矩阵 F 的 n 阶



克罗内克积, $F^{\otimes n} = F \otimes F^{\otimes n-1}$ 。Polar 码可由参数 (N, K, A, u_{A^c}) 的陪集 G_N 码定义^[8], 其中 N 为码长, K 为信息比特个数, A 为信息比特位置集合, 并且 A 中元素个数等于 K , u_{A^c} 为冻结比特所对应的序列, 由于冻结比特所在的信道特性极差, 在信息传输过程中一般固定设为 0。

由于上述编码中的生成矩阵 G_N 中存在比特反转矩阵 B_N , 故该编码方式也称为比特反转编码。在 3GPP 中已确定 Polar 码采用无比特反转编码, 并把采用该编码方式得到的 Polar 码称为“基本 Polar 码”, 其生成矩阵为 $G_N = F^{\otimes n}$ ^[24]。

2.3 Polar 码译码

将信息序列 u_i^N 编成码字 x_i^N 后经由信道 W^N 传输, 接收端收到 y_i^N 。接收端译码的过程就是根据已知的接收信号 y_i^N 得到信息序列 u_i^N 的估值 $\hat{u}_i^N$ 。典型 Polar 码译码算法为连续消除(successive cancellation, SC)译码算法, 其基本思想是按序号从小到大的顺序依次对信息比特进行基于似然比的硬判决译码。

令 A 表示信息比特位置集合, A 的补集 A^c 表示冻结比特位置集合, SC 译码式如式 (9) 所示:

$$\hat{u}_i = \begin{cases} h_i(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1}), & i \in A \\ u_i, & i \in A^c \end{cases} \quad (9)$$

其中, $h_i(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1})$ 为信息比特的译码准则, 定义如下: 当 $i \in A^c$ 时, 表明 $\hat{u}_i$ 为收发双方事先约定的比特, 可直接判决为 $\hat{u}_i = u_i$; 当 $i \in A$ 时, 表明 $\hat{u}_i$ 为承载信息的信息比特, 其判决要根据已经判决出来的 $\hat{u}_i^{i-1}$, 然后计算其似然比 (likelihood ratio, LR), 如式 (10) 所示:

$$h_i(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1}) = \begin{cases} 0, & L_N^{(i)}(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1}) \geq 1 \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

其中, $L_N^{(i)}(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1})$ 为 LR, 如式 (11) 所示:

$$L_N^{(i)}(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1}) = \frac{W_N^{(i)}(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1} | 0)}{W_N^{(i)}(y_i^N, \hat{u}_i^{i-1} | 1)} \quad (11)$$

当 Polar 码码长趋于无穷时, 由于各个分裂信

道接近完全极化, 采用 SC 译码算法可确保对每个信息比特实现正确译码, 从而可以在理论上使得 Polar 码达到信道的对称容量 $I(W)$ 。然而, 对于较短或有限码长的 Polar 码, SC 译码算法性能并不理想。为提升有限码长 Polar 码性能, 已有研究人员提出多个高性能译码算法, 如置信传播 (belief propagation, BP) 译码算法^[25]、线性规划 (linear programming, LP) 译码算法^[26]、串行抵消列表 (successive cancellation list, SCL) 译码算法^[27-28]、串行抵消堆栈 (successive cancellation stack, SCS) 译码算法^[29]、混合串行抵消 (successive cancellation hybrid, SCH) 译码算法^[30]等。

近年来, 国内外多家公司针对 5G NR 场景下的 Polar 码标准化工作开展深入研究, 并已取得阶段性成果。现有的面向 5G NR Polar 码标准化研究工作主要涉及码构建、序列设计、速率匹配和交织器设计等方面, 将在后续各节逐一进行介绍。

3 Polar 码构建标准研究进展

3.1 Polar 码构建概述

Polar 码构建的关键是编码结构的设计。为提升译码性能、减少译码复杂度及控制信道盲检测的次数, 3GPP 建议采用基于循环冗余校验 (cyclic redundancy check, CRC) 辅助 Polar 码方案进行码构建, 具体编码结构为“ $J+J$ +基本 Polar 码”, 其中, J 表示 24 位 CRC 比特, 主要用于错误检测及辅助译码; J 表示额外的 CRC/奇偶比特, 主要用于辅助译码, 针对不同物理信道可采用不同的值。CRC 辅助 (CRC assisted, CA) Polar 码的编码和译码流程如图 3 所示。

3.2 Polar 码构建标准提案

目前, 各公司所提的 Polar 码构建标准提案主要针对基于 CA Polar 码方案, 具体包括 $(J+J)$ 位 CRC 比特分布方式选择以及 J 比特长度选择等问题。

3.2.1 编码结构

综合考虑误块率 (block error rate, BLER)、

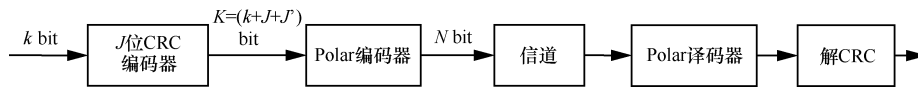


图3 CRC辅助Polar码编码和译码流程

虚警率 (false alarm rate, FAR) 及提前终止 (early termination, ET) 增益等因素, 研究人员对 Polar 码构建方案提出具体建议。参考文献[31]中, 华为技术有限公司 (以下简称华为公司) 提出基于奇偶校验 CRC CA Polar (parity check-CRC assisted, PC-CA Polar) 码设计方案, 该方案采用 3 bit PC 比特且 CRC 比特采用分布式方式以最大化辅助比特增益。提案中也对具有不同 CRC 长度的 PC-CA Polar 码及 CA Polar 码的 BLER 性能进行了分析对比, 并建议在 NR 控制信道中采用 PC-CA Polar 码方案, 如图 4 所示。

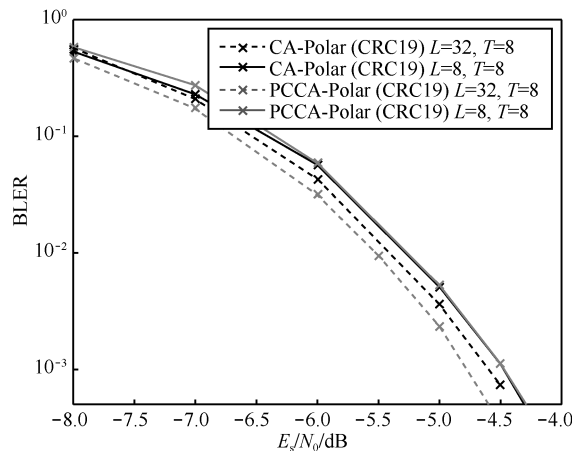
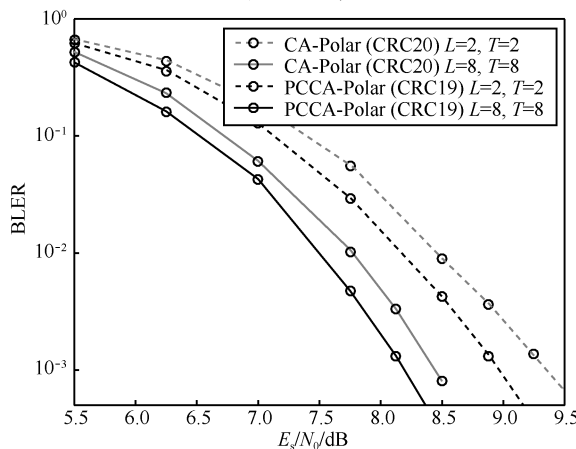
(a) $M=384, K=26$ (b) $M=96, K=72$

图4 不同CRC长度的PC-CA Polar码及CA Polar码的BLER性能

大唐电信科技股份有限公司 (以下简称大唐公司) 在参考文献[32]中提出两类 Polar 码方案。其中, 方案一采用 X 编码器, 如 Hash 编码器或 CRC 编码器, 对 J 位 CRC 编码器输出的编码向量进行编码, 并将编码得到的附加比特向量添加到整个编码向量末端, 将其作为 Polar 码编码器的输入。方案二首先将 J 位 CRC 编码器输出的编码向量分段, 进而分别输入分段编码器 (Hash 编码器或 CRC 编码器) 进行编码, 并将编码得到的附加比特向量添加至每个分段的编码向量末端, 将其作为 Polar 码编码器的输入。由于方案一将 CRC 和附加比特向量添加在编码向量末端, 采用该方案得到的码字在译码时不能获得 ET 增益。而方案二将 CRC 和附加比特向量分散在编码向量的不同位置, 采用该方案得到的码字在译码时可获得 ET 增益。上述方案的编码结构如图 5 及图 6 所示。

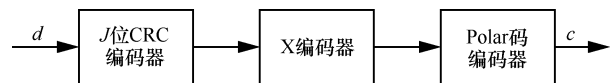


图5 X级联Polar码编码结构

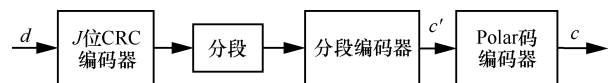


图6 支持ET的分段Polar码编码结构

参考文献[33]中, 日电 (中国) 有限公司 (以下简称日电公司) 研究在译码失败的情况下, 支持 ET 译码的辅助比特 Polar 码构建, 其中, 辅助比特可采用 PC 比特、CRC 比特和 Hash 比特, 并对分布式 CRC (distributed CRC, DCRC) 辅助 Polar 码和 PC-DCRC 辅助 Polar 码进行 ET 性能评估, 如图 7 所示。基于性能评估结果, 日电公司建议采用 PC-DCRC 方案作为 Polar 码 ET 基准方案。

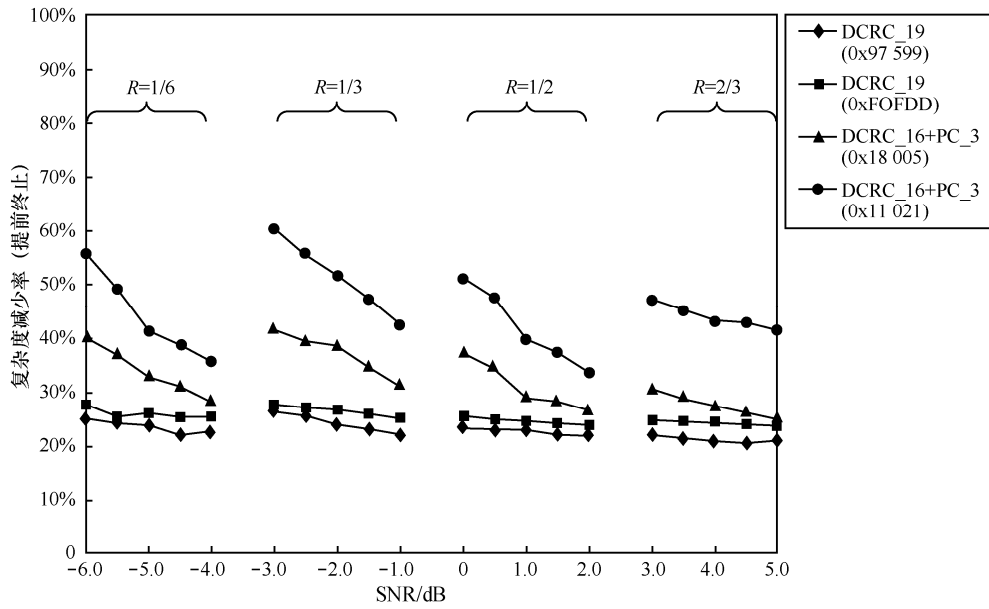


图7 不同ET方案的ET性能评估

3.2.2 CRC 比特分布方式

在基于 CA-Polar 码构建阶段, $(J+J')$ 位比特可采用分布式及非分布式两种方式分布。其中, 分布式指将 $(J+J')$ 位比特以分布式的方式插入信息比特中, 译码端只译出一部分比特即可进行一次 CRC 校验。非分布式指将 $(J+J')$ 位比特统一放置于信息比特后端, 仅当译码端译出全部比特才可对该码字进行 CRC 校验。 $(J+J')$ 比特分布方式的选择也同样需要考虑 BLER 和 ET 增益等因素, 研究人员针对 $(J+J')$ 比特分布方式的选择问题提出相关方案。

爱立信公司针对 DCRC Polar 码设计方案在参考文献[34]中给出了两种变体方法: 非迭代 DCRC 方案和迭代 DCRC 方案。在非迭代 DCRC 方案中, DCRC Polar 码的辅助 CRC 比特采用非递归方式生成, 即第 i 个辅助 CRC 比特的计算与第 i 个之前产生的辅助 CRC 比特无关, 该方案的编码器结构如图 8 所示。在迭代 DCRC 方案中, DCRC Polar 码的辅助 CRC 比特采用递归方式生成, 该方案编码器结构在图 6 所示的编码器结构上引入反馈机制, 即第 i 个辅助 CRC 比特的生成需将信息比特和第 i 个之前产生的辅助 CRC 比特

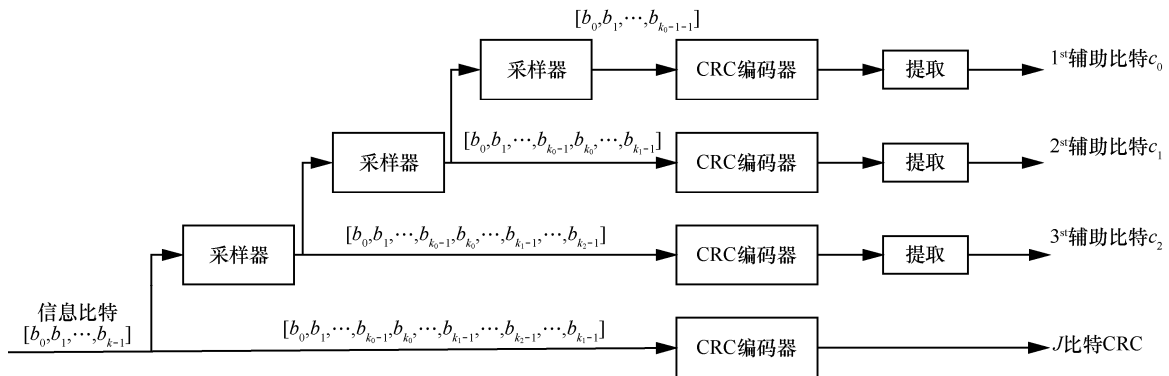


图8 非迭代DCRC编码器结构

进行组合采样,继而送入第 i 个CRC编码器进行计算提取得到第 i 个辅助CRC比特。

三星电子公司(以下简称三星公司)在参考文献[35]中对各家公司提出的辅助比特Polar码构建方案进行概括,其中,与ET特性相关的码构建方案包括DCRC方案、分布式PC方案和多CRC方案;与BLER性能改善相关的码构建方案包括CA方案和PC-CA方案等,并建议在NR控制信道采用附加辅助比特数量 $J=3$ 的Polar码。

4 Polar码序列设计标准研究进展

4.1 Polar码序列设计概述

Polar码序列设计问题即Polar码中信息比特信道和冻结比特信道的选择问题。由于Polar码基于信道极化理论构建,在进行Polar码编码时,首先需区分经信道组合和信道分裂后得到的 N 个比特信道的可靠程度,即区分可靠子信道(无噪声子信道)及不可靠子信道(全噪声子信道),进而将信息比特和检错比特放置在可靠子信道进行传输,将冻结比特放置在不可靠子信道进行传输。因此,如何度量各子信道可靠性成为Polar码序列设计的关键。

常见的子信道可靠性度量方法包括巴氏参数(Bhattacharyya parameter, BP)法^[8]、DE法^[11]和高斯近似(Gaussian approximation, GA)法^[36]等,其中,BP法在BEC下采用递归方法计算信道的可靠性并且复杂度低,但在其他信道下,只能得到近似可靠性度量。DE法通过跟踪各子信道概率密度函数(probability density function, PDF),对子信道错误传输概率进行评估。该方法适用于所有类型的B-DMC,但具有较高计算复杂度。GA法针对二进制输入加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)信道,将DE法中的对数似然比(log-likelihood ratio, LLR)的PDF以高斯分布近似,从而简化子信道评估的复杂度,降低计算量。

4.2 Polar码序列设计标准提案

对Polar码进行序列设计时,需综合考虑性能、信息粒度、与速率匹配的兼容性、复杂度及时延等因素,多家公司针对子信道可靠性度量方法开展了相关研究,并提出了相应的Polar码序列设计具体方案。

华为公司在参考文献[37]中提出 β 扩展算法。该算法基于极化权重(polarization weight, PW)对子信道进行排序,以度量子信道可靠性。该算法与GA性能接近,但具有较低复杂度。极化权重定义为 $f^{\text{PW}}:x \rightarrow \sum_{i=1}^n b_i \beta^i$,其中, x 表示比特信道索引值, b_i 为索引值的 n 比特二进制扩展集合 $B=(b_{n-1}, \dots, b_1, b_0)$ 中第 i 位比特, β 值的大小决定子信道的顺序,华为公司建议 $\beta=2^{1/4[37]}$ 。

Polar码中指示信息比特与冻结比特位置的顺序序列具有Polar码所固有的嵌套码构造特性,而单序列方案正是Polar码嵌套码结构特性的自然结果。华为公司在参考文献[38]中将单序列方案中的PW序列跟其他单序列在描述复杂度、前向兼容性、硬件实现复杂度方面进行比较,结果表明PW序列在以上3方面都具有优异的性能和额外的增益,因此建议在NR控制信道中采用单序列中的PW序列。

现有Polar码序列设计大多采用基于高斯均值近似的DE法,美国高通公司(以下简称高通公司)提出采用互信息(mutual information, MI)的DE法实现Polar码序列设计,即互信息密度进化(mutual information density evolution, MI-DE)法。在对Polar码的嵌套码构造特性进行深入分析的基础上,给出了基于MI-DE长序列构建方法,并对所提Polar码构建方法及爱立信、华为、乐喜金星(以下简称乐金)、台湾联发科技股份有限公司(以下简称联发科)、高通、三星、中兴通讯股份有限公司(以下简称中兴)7家公司所提方法进行性能评估^[39-41]。

现有Polar码序列设计大多采用基于高斯均值近似的DE法,美国高通公司(以下简称高通公司)提出采用互信息(mutual information, MI)的DE法实现Polar码序列设计,即互信息密度进化(mutual information density evolution, MI-DE)法。在对Polar码的嵌套码构造特性进行深入分析的基础上,给出了基于MI-DE长序列构建方法,并对所提Polar码构建方法及爱立信、华为、乐喜金星(以下简称乐金)、台湾联发科技股份有限公司(以下简称联发科)、高通、三星、中兴通讯股份有限公司(以下简称中兴)7家公司所提方法进行性能评估^[39-41]。



参考文献[42]中,三星公司提出基于组合嵌套(combined-and-nested, CN)的 Polar 码序列设计方法,以实现已有 Polar 码短序列的有效扩展。图 9 为 CN Polar 码序列设计概念图,由于母码长度小于或等于 32 bit 的 Polar 码序列是确定的且遵循偏序规则,故 Polar 码序列设计从母码长度大于 32 bit 开始。可基于如下方式得到母码长度为 64 bit 的 Polar 码序列:首先基于 DE 构建 (N,K) 分别为 $(64,1), (64,2), \dots, (64,63)$ 的 Polar 码,其中, N 表示 Polar 码母码长度, K 表示不包括 CRC 比特的信息比特数;再将上述 (N,K) Polar 码组合即可得到母码长度为 64 bit 的速率兼容 Polar 码序列。基于母码长度为 64 bit 的 Polar 码序列,可采用嵌入方式得到母码长度为 128 bit 的 Polar 码序列,通过该方式,最终可得到母码长度为 1 024 bit 且速率与长度兼容的 CN 序列。

图 10 为华为公司所提 PW 序列分别与高通公司所提 MI-DE 序列以及三星公司所提 CN 序列在不同信息块长度下的性能比较。

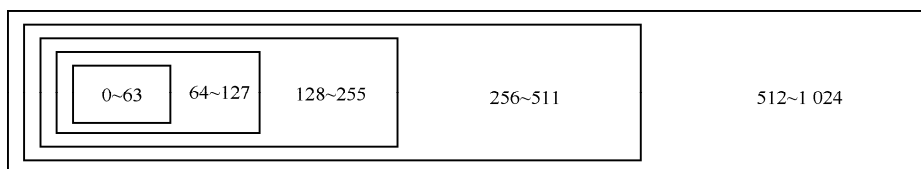
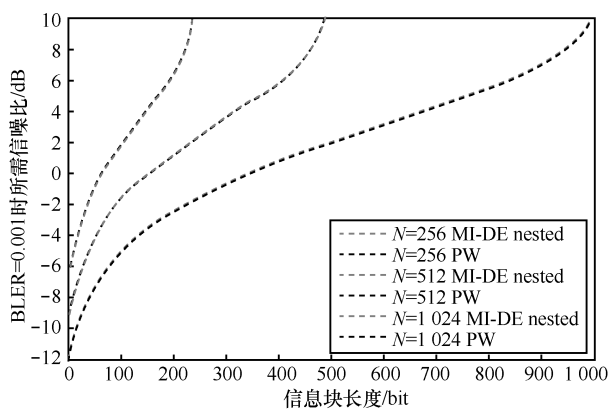
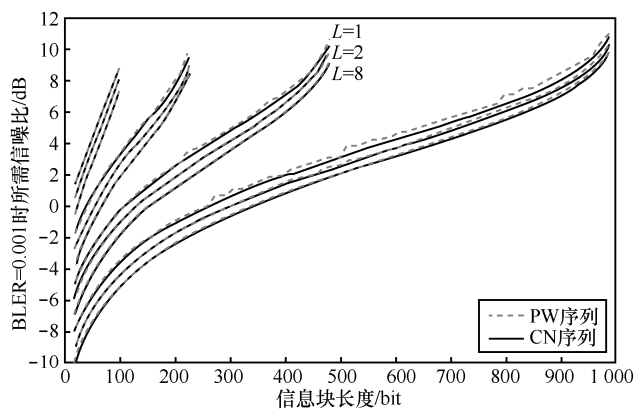


图 9 组合嵌套序列设计概念



(a) PW序列与MI-DE序列性能比较



(b) PW序列与CN序列性能比较

图 10 各序列 BLER 性能比较曲线

5 Polar 码速率匹配标准研究进展

5.1 Polar 码速率匹配概述

通信系统的速率匹配是指信道编码后的比特流速率应与信道传输速率相一致。由于在不同时间间隔内,传输信道的数据量大小是动态变化的,而所配置的物理信道时频资源则保持固定不变,因此,需要对输入比特流进行调整从而使其符合物理信道的承载能力。

根据信道编码后的输出比特流与物理信道承载能力的关系,可采用重复、打孔和缩短操作来实现速率匹配。若传输的编码比特数大于母码长度,采用重复编码,即对某些比特位进行重复;若传输的编码比特数小于母码长度且码率小于或等于最优码率阈值,采用打孔编码,即对某些比特位进行打孔,其相应的 LLR 在接收端设置为 0;若传输的编码比特数小于母码长度且码率大于最优码率阈值,可采用缩短编码,即对某些比特位进行删除,其相应的 LLR 在接收端设置为较大的值。

Polar 码速率匹配相关研究涉及速率匹配具体

方案的选择以及执行重复、打孔和缩短操作时循环缓冲器起始位置选择等相关问题。

5.2 Polar 码速率匹配标准提案

综合考虑需灵活支持 Polar 码不同码长、BLER 性能及实施复杂度等因素, 研究人员对 Polar 码速率匹配提出相关方案和建议。参考文献[43]中, 联发科公司提出具有统一模式的循环缓冲器速率匹配方案。在该方案中, Polar 码编码器输出的编码比特被划分为 B_0 、 B_1 、 B_2 和 B_3 共 4 部分, 循环缓冲器由 3 部分组成, 其第一部分为 B_0 , 第二部分由 B_1 和 B_2 隔行交织得到, 第三部分为 B_3 , 通过读取缓冲区中不同长度的编码比特从而实现重复、打孔和缩短。参考文献[44]中, 联发科公司对具有统一模式的循环缓冲器速率匹配方案在时延、实现复杂度和性能增益方面进行了分析。考虑到该方案中使用的中间隔行交织操作简单, 易于集成到编码器的输出功能和解码器输入功能中, 且能够在信道比特交织过程中实现简单的并行块交织, 从而获得最低的总体复杂度和时延, 建议 NR Polar 码编码链中采用具有统一模式的循环缓冲器速率匹配方案。

参考文献[45]中, 华为公司提出基于分组的速率匹配方案, 该方案首先将母码长度为 N 的编码比特划分成 32 个等长的群组, 进而以群组方式完成缩短或打孔操作。该速率匹配方案可实现性能和复杂度之间较好的平衡。参考文献[46]中, 中兴公司提出二维循环缓冲器速率匹配方案。该方案中, 采用与 LTE 中子块交织器类似的行列交织器实现二维循环缓冲器, 具体方式为将 Polar 码编码器输出的编码比特从上至下逐行写入交织器, 继而执行行交织操作。在执行速率匹配时, 编码比特按行被打孔和缩短且以自然顺序选择每行中被打孔或缩短的比特。

高通公司在参考文献[47]中提出了基于长序列信息比特分配调整的块速率匹配设计方案, 该速率匹配方案包括 3 部分: 确定冻结比特打孔/缩

短位置、码参数确定及信息比特分配调整、比特选择。三星公司在参考文献[48]中提出基于子块排序的 Polar 码短序列速率匹配方案, 该方案首先将编码器输出的码字向量划分为 16 个子块并将这些子块按特定顺序排序, 进而将排序后的子块码字比特存储至循环缓存器, 相应的速率匹配操作只需按顺序从循环缓存器中提取码字比特即可实现。图 11 为三星公司 (SS)、联发科公司 (MTK) 及中兴公司 (ZTE) 所提速率匹配方案在不同信息块大小下的性能比较。

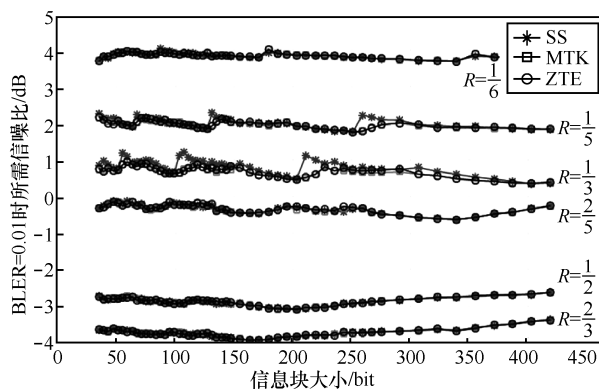


图 11 BLER=0.01 时不同速率匹配方案所需信噪比与信息块大小曲线

6 Polar 码信道交织标准研究进展

6.1 Polar 码信道交织概述

信道交织技术是实际移动通信环境下改善信号衰落的一种通信技术。该技术通过对比特进行分散化处理, 可将一条消息中的相邻比特以非相邻的方式发送。在信息传输的过程中即使发生成串差错, 在恢复成相邻比特串消息时, 成串差错将转换为单个错误比特, 因此接收端可采用纠正随机差错的编码技术实现纠错以恢复原消息。

根据进行交织操作的对象为数据块或比特, 交织操作分别对应子块交织及比特交织。子块交织是指将编码后的码字分散为多路信息比特流送入速率匹配的子块交织器中, 子块交织



器分别对 3 路信息比特流进行交织，以打乱信息比特的顺序，使噪声随机分布，降低出错概率。比特交织是指将比特流中的比特重新排列，从而使差错随机化的过程，也即将比特流进行分组，相继取出分组中的各比特，组成新的比特分组。

各公司对 Polar 码交织问题的相关研究包括编码及速率匹配之后信道交织方案选择以及信道交织器设计等。

6.2 Polar 码信道交织标准提案

考虑到 Polar 码性能对信道质量非常敏感，特别是在应用高阶调制和衰落信道时，因此需采用信道交织来提高性能。但在考虑信道交织器的类型及信道交织器在编码链中的位置时，需综合考虑 BLER 性能、时延及实现复杂度等因素。鉴于此，多家公司提出了相应的信道交织方案。

华为公司在参考文献[49]中对 Polar 码编码链研究表明：在调制阶数高于正交相移键控（quadrature phase shift keying, QPSK）的情况下，当调制符号失真时，通常会出现突发错误。为获得更好的编码性能，可使用比特交织编码调制（bit-interleaved-coded-modulation, BICM）方案使得编码比特随机化，将突发错误分散至码字的离散位置上，从而使解码尽可能成功。参考文献[50]给出了华为公司设计的信道交织器，该信道交织器由比特收集器和行列交织器组成，如图 12 所示。比特收集器根据编码比特索引集合和信息比特索引集合将比特序列 $x_0, x_1, \dots, x_{M-1}$ 划分为 f_m 和 g_n 两部分，继而级联 f_m 和 g_n 得到序列 y 。行列交织器则将序列 y 按行写入，继而按列读取得到序列 e 。

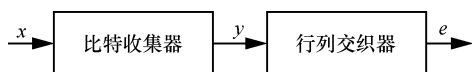


图 12 信道交织器

多家公司也针对下行链路和上行链路中的

Polar 码信道交织器结构设计问题分别进行讨论。参考文献[51]中，爱立信公司针对下行链路传输提出并行矩形信道交织器方案。该方案首先将长度为 N 的序列划分为长度为 N_1 和 N_2 的两段，进而采用交织深度为 5 和 11 的两个并行矩形交织器分别对 N_1 和 N_2 进行交织，最后交替输出两个并行矩形交织器中的比特以形成最终交织序列。该并行矩形交织器具有规则的结构且支持并行存储访问，因此较容易实现且处理时延较低。

大唐公司在参考文献[52]中也提出基于并行矩形信道交织器的交织方案，如图 13 所示。该方案由 4 个步骤组成：串/并转换，将长度为 M 的编码比特序列转换为长度为 m 的 31 段子序列，即完成简单的串/并转换；分组，将 31 段子序列分为 L 组，用 g 表示组号， x 表示段号，分组规则可表示为 $g = x \bmod L$ ；并行交织，使用不同交织深度的行列子交织器对不同组中的比特进行随机化；并/串转换，将行列子交织器的输出序列进行并/串转换得到最终序列。

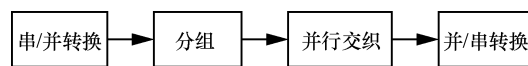


图 13 交织器模型

美国交互数字公司在参考文献[53]中给出了现有 CRC 生成多项式和交织器模式的 FAR 评估结果。基于评估结果，美国交互数字公司给出了现有交织器模式的修改方案以获得更好的 FAR 性能。参考文献[54]中，爱立信公司针对 NR 物理下行控制信道（physical downlink control channel, PDCCH）中的信道交织器方案进行研究，并分别给出了并行矩形信道交织器、矩形信道交织器及不使用信道交织器 3 种方案在不同控制信道单元（control channel element, CCE）聚合等级（aggregation level, AL）及资源粒子组（resource element group, REG）下的性能评估结果。

诺基亚公司提出在下行控制信道编码链中已

采用的3个交织器外引入第4个交织器^[55]。其中,现有3个交织器分别为:位于编码阶段的交织器,实现将CRC比特以分散的方式插入信息比特中;位于速率匹配阶段的子块交织器,实现将 N 位编码比特划分为32个子块,并对32个子块重新排序;位于速率匹配阶段的比特交织器,对循环缓存器中的序列进行交织处理得到实际传输的编码序列。在使用上述3个交织器的基础上,诺基亚公司提出在下行控制信道编码链中引入比特级信道交织器,作为第4个交织器,从而实现BLER性能提升。在参考文献[56]中高通公司给出其所提的交织器设计方案(图14中Q表示),并对华为公司(图14中用H表示)所提方案、美国交互数字公司(图14中用I表示)所提方案及其所提方案在AWGN信道下进行性能评估,如图14所示。

针对上行控制信道交织器结构设计问题,诺基亚公司在参考文献[57]中使用最小扩展距离和平均扩展距离作为信道交织器设计准则,并提出一种具有不同读/写方式的三角形交织器。该交织器消除了恒定最小扩展距离的限制,使BLER性能显著提升,且支持高效的读写操作使端到端读写时延显著降低。

7 结束语

Polar码虽起步晚,但因其优异的理论基础已被确定为5G eMBB场景的控制信道编码方案。目前在3GPP RAN1#87次会议及其后续会议讨论和研究的主要内容集中在短码的设计及实现上,如与Polar码相关的码构建、序列设计、速率匹配以及信道交织等问题。相应解决方案已在3GPP RAN1各次会议上达成,其相应的性能也能满足eMBB场景控制信道性能需求,但Polar码在5G的实际应用中仍有待进一步讨论和研究。

考虑到当前关于Polar码的相关标准主要是针对eMBB场景下的短码方案,在5G移动通信的新型场景mMTC和uRLLC中,采用何种信道编码方案(LDPC码、Polar码、Turbo码)还需进一步讨论和研究,但可预见的发展趋势是多种信道编码方案配合使用;另外,即使采用何种编码方式已经确定,但如何根据具体业务需求灵活选择适合的编码方案和编码参数以及相应的性能及复杂度评估,也是5G后续工作面临的一个重要问题;最后,上述编码方案在实际通信系统的应用研究,如编译码器的设计、与HARQ和调制解调的联合设计、在多天线传输方案中的应用及硬

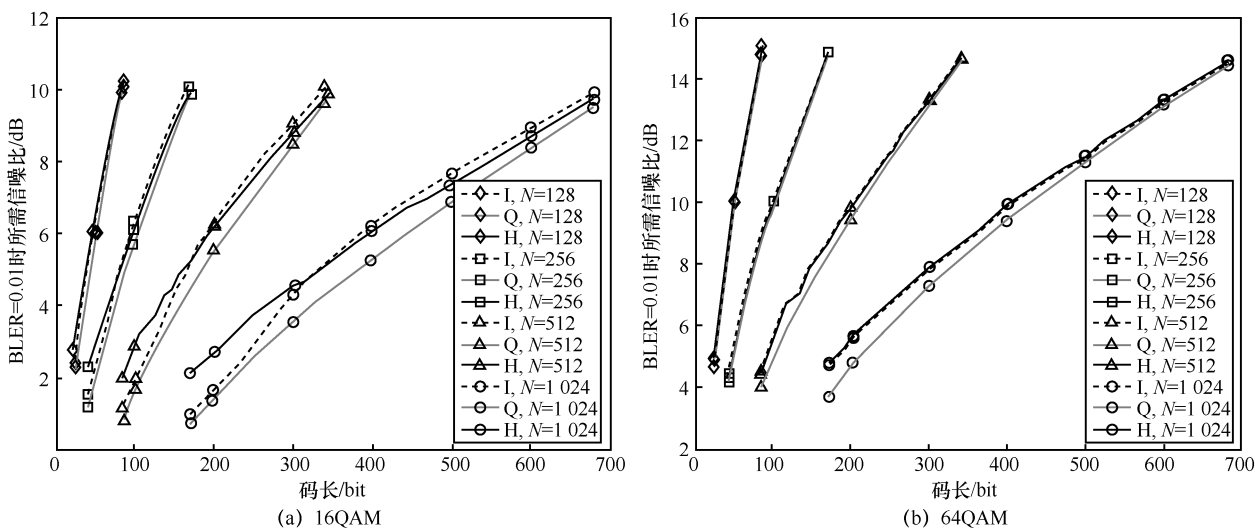


图14 不同调制阶数下各公司所提交织器性能曲线



件实现技术等,也是 5G 信道编码应用时的重点研究内容。

本文在对 Polar 码进行概述的基础上,对 Polar 码原理进行了阐述,进而对 3GPP RAN1 各次会议中各公司针对 Polar 码的标准化工作进行探讨,并从 Polar 码构建、序列设计、速率匹配以及信道交织等多方面进行总结,以期为后续 5G NR 信道编码研究工作和理论学习提供参考。

参考文献:

- [1] 杨峰义, 张建敏, 王海宁, 等. 5G 网络架构[M]. 北京: 电子工业出版社, 2017.
YANG F Y, ZHANG J M, WANG H N, et al. 5G network architecture[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017.
- [2] 5G NOW. 5th generation non-orthogonal waveforms for asynchronous signaling[R]. 2012.
- [3] METIS. Mobile and wireless communications enablers for the twenty-twenty information society. EU 7th framework Programme project[R]. 2012.
- [4] 任永刚, 张亮. 第五代移动通信系统展望[J]. 信息通信, 2014(8): 255-256.
REN Y G, ZHANG L. Prospect of the fifth-generation mobile communication system[J]. Information and Communications, 2014(8): 255-256.
- [5] 3GPP. Minutes of 3GPP TSG SA WG1 meetings#69[R]. 2015.
- [6] IMT. White paper on 5G vision and requirements_V1.0[R]. 2014.
- [7] ARIKAN E. Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes[C]//IEEE International Symposium on Information Theory, July 10-15, 2008, Barcelona, Spain. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1173-1177.
- [8] 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.
- [9] KORADA S B, SASOGLU E, URBANKE R. Polar codes: characterization of exponent, bounds, and constructions[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(12): 6253-6264.
- [10] MORI R, TANAKA T. Performance and construction of polar codes on symmetric binary-input memoryless channels[C]//IEEE International Workshop on Statistical Physics and Computer Sciences, June 28-July 3, 2009, Seoul, Korea. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1496-1500.
- [11] MORI R, TANAKA T. Performance of polar codes with the construction using density evolution[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(7): 519-521.
- [12] TAL I, VARDY A. How to construct polar codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(10): 6562-6582.
- [13] ABBE E, BARRON A. Polar coding schemes for the AWGN channel[C]//IEEE International Symposium on Information Theory, July 31-August 5, 2011, St.Petersburg, Russia. Piscataway: IEEE Press, 2011: 194-198.
- [14] ZHAO S, SHI P, WANG B. Designs of bhattacharyya parameter in the construction of Polar codes[C]//IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, September 24-26, 2011, Beijing, China. Piscataway: IEEE Press, 2011: 2-4.
- [15] ZHAO S, SHI P, WANG B. Polar codes and its application in speech communication[C]//IEEE International Conference on Wireless Communication and Signal Processing, August 5-8, 2011, New York, USA. Piscataway: IEEE Press, 2011: 1-4.
- [16] BLASCO-SERRANO R, THOBABEN R, ANDERSSON M, et al. Polar codes for cooperative relaying[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(11): 3263-3273.
- [17] ABBE E, TELATAR E. MAC polar codes and matro-ids[C]//IEEE Information Theory and Applications Workshop, January 6-8, 2010, Cairo, Egypt. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-8.
- [18] MAHDAVIFAR H, VARDY A. Achieving the secrecy capacity of wiretap channels using Polar codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(10): 6428-6443.
- [19] WILDE M M, GUHA S. Polar codes for degradable quantum channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 59(7): 4718-4729.
- [20] SEIDL M, SCHENK A, STIERSTORFER C, et al. Multilevel polar-coded modulation[C]//IEEE International Symposium on Information Theory, July 7-12, 2013, Istanbul, Turkey. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1302-1306.
- [21] SEIDL M, SCHENK A, STIERSTORFER C, et al. Polar-coded modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(10): 4108-4119.
- [22] CRONIE H S, KORADA S B. Lossless source coding with polar codes[C]//IEEE International Symposium on Information Theory, June 13-18, 2010, Austin, Texas, USA. Piscataway: IEEE Press, 2010: 904-908.
- [23] ARIKAN E. Channel combining and splitting for cutoff rate improvement[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2): 628-639.
- [24] 3GPP. Final minutes of 3GPP TSG-RAN WG1 meetings# AH1_NR[R]. 2017.
- [25] FORNEY G D. Codes on graphs: normal realizations[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 520-548.
- [26] GOELA N, KORADA S B, GASTPAR M. On LP decoding of polar codes[C]//IEEE Information Theory Workshop, October

- 16-20, 2010, Paraty, Brazil. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [27] TAL I, VARDY A. List decoding of polar codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 61(5): 1-5.
- [28] CHEN K, NIU K, LIN J R. List successive cancellation decoding of Polar codes[J]. Electronics Letters, 2012, 48(9): 500-501.
- [29] NIU K, CHEN K. Stack decoding of polar codes[J]. Electronics Letters, 2012, 48(12): 695-697.
- [30] CHEN K, NIU K, LIN J R. Improved successive cancellation decoding of Polar codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(8): 3100-3107.
- [31] 3GPP. Parity check bits for polar code: R1-1709996[S]. 2017.
- [32] 3GPP. Polar codes construction for NR control channel: R1-1710048[S]. 2017.
- [33] 3GPP. Polar code construction for NR control channel: R1-1710587[S]. 2017.
- [34] 3GPP. CRC-based polar code construction: R1-1710490[S]. 2017.
- [35] 3GPP. Polar code construction: R1-1710747[S]. 2017.
- [36] CHUNG S Y, RICHARDSON T J, URBANKE R L. Analysis of sum-product decoding of low-density parity-check codes using a Gaussian approximation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 657-670.
- [37] 3GPP. Polar code design and rate matching: R1-167209[S]. 2016.
- [38] 3GPP. Nested sequence for polar code: R1-1710000[S]. 2017.
- [39] 3GPP. FRANK polar construction for NR control channel and performance comparison: R1-1709178[S]. 2017.
- [40] 3GPP. Sequence construction of Polar codes for control channel: R1-1713468[S]. 2017.
- [41] 3GPP. Evaluation of the sequence for polar codes: R1-1713469[S]. 2017.
- [42] 3GPP. Design of combined-and-nested polar code sequences: R1-1710749[S]. 2017.
- [43] 3GPP. Polar code size and rate-matching design for NR control channels: R1-1702735[S]. 2017.
- [44] 3GPP. Polar rate-matching design and performance: R1-1713705[S]. 2017.
- [45] 3GPP. Rate matching for polar code: R1-1711702[S]. 2017.
- [46] 3GPP. Rate matching scheme for polar codes: R1-1713235[S]. 2017.
- [47] 3GPP. Rate-matching scheme for control channel: R1-1711220[S]. 2017.
- [48] 3GPP. Design of unified rate-matching for polar codes: R1-1710750[S]. 2017.
- [49] 3GPP. Interleaver design for polar code: R1-1709999[S]. 2017.
- [50] 3GPP. Polar code interleaver: R1-1712170[S]. 2017.

- [51] 3GPP. Channel interleaver for polar codes: R1-1712649[S]. 2017.
- [52] 3GPP. Interleaver design for NR polar codes: R1-1715835[S]. 2017.
- [53] 3GPP. On interleaver pattern for downlink polar code construction: R1-1716487[S]. 2017.
- [54] 3GPP. On downlink channel interleaver for polar codes: R1-1717996[S]. 2017.
- [55] 3GPP. Downlink channel interleaver for polar codes: R1-1718678[S]. 2017.
- [56] 3GPP. Performance comparison of interleaver design: R1-1711639[S]. 2017.
- [57] 3GPP. Bit-interleaving for polar codes: R1-1716786[S]. 2017.

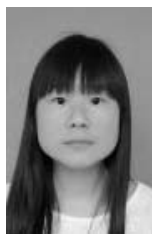
[作者简介]



谢德胜 (1994-), 男, 重庆邮电大学移动通信重点实验室硕士生, 主要研究方向为移动通信技术、软件定义网络和网络虚拟化。



柴蓉 (1974-), 女, 重庆邮电大学移动通信重点实验室教授, 主要研究方向为移动通信、软件定义网络、物联网、车联网体系架构、无线资源管理及移动性管理技术。



黄蕾蕾 (1995-), 女, 重庆邮电大学移动通信重点实验室硕士生, 主要研究方向为软件定义网络、无线资源管理和网络虚拟化。



陈前斌 (1967-), 男, 重庆邮电大学副校长、教授、博士生导师, 主要研究方向为个人通信、多媒体信息处理与传输和下一代移动通信网络等。