



一种基于位反转置换的系统极化码的缩短方法

刘顺兰, 边海波, 胡爱明

(杭州电子科技大学电子信息学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 极化码作为 3GPP 标准制定中的一种信道编码技术方案, 具有良好的纠错性能。为了进一步提高删余极化码的误码率性能, 将极化码中基于位反转置换的缩短算法应用到系统极化码, 提出一种系统极化码的缩短方法。仿真结果表明, 在 AWGN 信道中, 在高码率条件下, 建议的系统极化码的缩短方法的误码率性能优于系统极化码的准均匀凿孔方法, 也优于极化码的缩短方法。当码率为 3/4、误码率为 10^{-4} 时, 系统极化码的缩短方法比极化码的缩短方法约有 0.5 dB 的增益, 比系统极化码的准均匀凿孔方法约有 0.25 dB 的增益。

关键词: 系统极化码; 位反转置换; 缩短

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019157

A method for shorting of the system Polar code based on bit-reverse permutation

LIU Shunlan, BIAN Haibo, HU Aiming

School of Electronic Information, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: Polar code, as a channel coding scheme in 3GPP standard, has good error correction performance. In order to further improve performance of the BER of the punctured Polar code, the shortening algorithm based on bit-reverse permutation was applied to the system Polar code, and a shortened system polar code was proposed. Simulation results show that in the AWGN channel, under the condition of high code rate, the performance of the BER of the proposed method is better than both the punctured system Polar code and the shortened Polar code. When the code rate is 3/4 and the BER is 10^{-4} , the proposed method can obtain a gain of about 0.5 dB than the shortened Polar code, and a gain of about 0.25 dB than the punctured system Polar code.

Key words: system Polar code, bit-reverse permutation, shortening

收稿日期: 2019-03-04; 修回日期: 2019-05-27

通信作者: 刘顺兰, liushunlan@hdu.edu.cn

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY18F010013, No.LY17F010019); 国家自然科学基金资助项目 (No.61471152)

Foundation Items: Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (No.Y18F010013, No.LY17F010019), The National Natural Science Foundation of China (No.61471152)



1 引言

Arıcan 在 2009 年首次提出了极化码^[1]，并且在理论上严格证明了极化码在二进制输入对称离散无记忆信道 (B-DMC) 下可以“达到”香农容量，同时给出了复杂度为 $O(M\log(N))$ 的编译码算法。但极化码的码长被限定为 $N=2^n$ ($n=1,2,\dots$)，这无疑是码字的一大缺陷。为了使极化码的码长更加灵活，必须对极化码的码长进行删余。

极化码的码长删余方案有三大类：第一类是改变码字的构造矩阵^[2]的方法，但是极化码的码长仍然限定为 $N=L^n$ ($n=1,2,\dots$)， L 为构造矩阵的维数；第二类是将极化码与 LDPC 或者其他线性分组码进行级联，构造成一类级联码^[3-4]的方法，极化码与其他分组码的编译码方式不同，导致级联码的编译码复杂度比较高；第三类是对极化码的生成矩阵删除相应的行或列，构成一种新的线性分组码的方法。由于这类分组码不改变极化码的编译码结构，因此保留了极化码的编译码低复杂度的特性，是一种简单实用的极化码码长删余方案。

第三类极化码删余方案有两种方法：第一种是凿孔^[5-9]，第二种是缩短^[8,10]。参考文献[5]提出了利用穷搜进行极化码的凿孔方法，保证了删余极化码极化效果的最大化，且性能优于参考文献[6]提出的极化码的随机凿孔。由于使用了穷搜算法，参考文献[5]搜索的复杂度高于参考文献[6]。参考文献[7]利用信道可靠性进行凿孔，但是忽略了凿孔对剩余信道的影响，导致极化码极化效果的损失。参考文献[8]提出了一种低复杂度的极化码凿孔算法，但是复杂度的降低是以牺牲极化码的性能为代价的。参考文献[9]提出了一种准均匀凿孔 (QUP) 的算法，其误码率性能优于 Turbo 码。QUP 算法译码端没有相应凿孔比特的先验信息，译码端初始对数似然比会影响信息比特，码率越大，QUP 算法对信息比特的影响也越大，因此该算法

适用于低码率条件。为了尽可能保留删余极化码的极化效果，同时降低搜索的复杂度，参考文献[10]提出一种末端位反转置换缩短的算法，该算法将删余比特的值在编码时设置为固定值 0 或 1，译码端填补其对数似然比 (LLR) 为正无穷或者负无穷；在高码率条件下，译码端初始 LLR 对信息比特的影响比 QUP 小，且能最大限度地保留极化码的极化效果。

参考文献[11]首次提出了系统极化码，在相同条件下，其误码率性能优于极化码。参考文献[12]将极化码的 QUP 算法应用到系统极化码，提高了系统极化码的误码率性能。该方法在低码率情况下误码率性能良好，但在高码率情况下，误码率性能变差。为了提高高码率情况下的系统误码率性能，本文在参考文献[10]的基础上，提出一种基于位反转置换的系统极化码的缩短方法，该方法能进一步提高系统的误码率性能。

2 极化码及其删余

2.1 极化码

极化码是一种利用信道极化现象构造的线性分组码，其码长限定为 $N=2^n$ ($n=1,2,\dots$)。极化码的生成矩阵为 $G_N=B_N F^{\otimes n}$ ，其中， $F^{\otimes n}$ 表示克罗内克积， $F=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ ， B_N 为位反转置换矩阵。极化码的编码可以表示成如下形式：

$$C_1^N = U_1^N G_N = U_A G_A + U_{A^c} G_{A^c} \quad (1)$$

其中， $U_1^N = (u_1, u_2, u_3, \dots, u_N)$ 表示编码端输入序列； U_A 和 U_{A^c} 是 U_1^N 的子集， U_A 表示编码器的输入信息序列， U_{A^c} 表示编码器的输入冻结序列，一般设置成 0； $C_1^N = (c_1, c_2, c_3, \dots, c_N)$ 表示对应的生成码字。集合 A 是集合 $\{1, 2, \dots, N\}$ 的子集，集合 A^c 是 A 在集合 $\{1, 2, \dots, N\}$ 中的补集。 A 和 A^c 分别称为信息位位置集合和冻结位位置集合。 G_A 表示生成矩阵中由行集合 A 构成的子矩阵， G_{A^c} 表

示生成矩阵中由行集合 A^c 构成的子矩阵。

由式 (1) 定义的极化码也称为传统极化码。极化码可用 (N, K, A) 表示, N 为极化码的码长, K 为信息序列的长度, A 为输入信息序列的位置集合。

极化码是根据 N 个分裂子信道的信道转移概率进行逐次译码, 其连续消去译码 (SC) 算法为:

$$L_N^{(2i-1)}(y_1^N, \hat{u}_1^{2i-2}) = 2 \tanh^{-1} \left(\tanh \frac{L_{N/2}^{(i)}(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2})}{2} \right. \\ \left. \tanh \frac{L_{N/2}^{(i)}(y_{N/2+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2})}{2} \right) \quad (2)$$

$$L_N^{(2i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{2i-1}) = (1 - 2\hat{u}_{2i-1}) \\ L_{N/2}^{(i)}(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2}) + L_{N/2}^{(i)}(y_{N/2+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2}) \quad (3)$$

其中, $1 \leq i \leq N$, $L_N^{(i)} = \ln \left(\frac{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 1)} \right)$ 表示第 i 个分裂子信道的初始对数似然比。译码判决为:

$$u_i = \begin{cases} 0, i \notin A \\ 0, L_N^{(i)} > 0, i \in A \\ 1, L_N^{(i)} \leq 0, i \in A \end{cases} \quad (4)$$

极化码的基本编译码结构如图 1 所示。

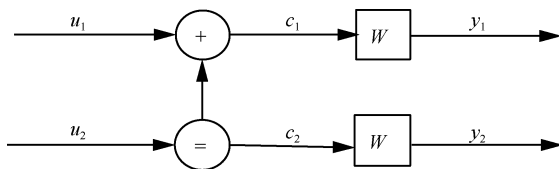


图 1 合成信道 W_2

图 1 中, W 为 B-DMC 信道, u_1 、 u_2 为输入序列, c_1 、 c_2 为编码序列, y_1 、 y_2 为接收序列。根据式 (2)、式 (3) 得到输出端分裂子信道的对数似然比公式, 如式 (5)、式 (6) 所示。

$$L(u_1) = 2 \tanh^{-1} \left(\tanh \frac{L(y_1)}{2} \tanh \frac{L(y_2)}{2} \right) \quad (5)$$

$$L(u_2) = (1 - 2u_1) L(y_1) + L(y_2) \quad (6)$$

极化码的译码算法除了 SC 算法外, 还有列表

连续消去译码 (SCL) [13] 和堆消去译码 (SCS) [14] 算法。

根据分裂子信道的可靠性确定极化码的信息位, 不同的信道可靠性计算有不同的方法。对于二进制擦除信道 (BEC), 参考文献 [1] 中给出了利用巴氏参数来确定可靠性的方法, 对于其他信道, 如二进制对称信道 (BSC) 和加性高斯白噪声 (AWGN) 信道, 虽然可以利用巴氏参数近似计算可靠性, 但是效果并不理想。参考文献 [15] 提出了利用密度进化 (DE) 算法计算 AWGN 信道的可靠性, 但是密度进化算法的计算复杂度较高。参考文献 [16-17] 提出利用高斯近似 (GA) 算法对 AWGN 信道进行可靠性估计, 其估计效果与密度进化算法基本相同, 但是计算复杂度要比密度进化算法低。

2.2 极化码的删余

针对极化码码长不灵活的问题, 很多参考文献提出了极化码的删余方法。极化码的删余有两种方式: 第一种是凿孔, 第二种是缩短。两种方法都是在极化码编译码结构的基础上进行删余。

如果极化码中的某些码字比特被删余, 译码器端对这些位置处的比特信息完全未知, 译码时将对应的初始 LLR 设置为零, 这种方式的删余称为凿孔。

凿孔后的极化码的编译码结构可以看成 p 个完全噪声信道和 $N-p$ 个 B-DMC 信道的合成与分裂。参考文献 [9] 提出了极化码的 QUP 算法, 证明了如果在编码输出端有 p 个码字比特被凿孔, 则在编码输入端有 p 个子信道退化成完全噪声信道。假设极化码的码长为 N , 凿孔的个数为 p 个, 令 $P' = \{p_1, p_2, \dots, p_N\}$ 为初始凿孔向量, 其中 $\{p_1, p_2, \dots, p_p\}$ 全为 0, $\{p_{p+1}, p_{p+2}, \dots, p_N\}$ 全为 1。对初始凿孔向量的位置索引集合执行位反转置换操作, 可以得到一个新的向量 P , P 即凿孔向量。如果元素值为 0, 表示该位置为凿孔位; 元素值为 1 表示该位置为码字位。



如果极化码中的某些码字比特被删余,而译码器对这些位置处的比特信息是已知的,译码器译码时将对应的初始 LLR 设置为正无穷或者负无穷,这种方式的删余称为缩短。

缩短后的极化码的编译码结构可以看成 s 个无噪无损信道和 $N-s$ 个 B-DMC 信道的合成与分裂。参考文献[10]提出了极化码的一种末端位反转置换的缩短算法,证明如果在译码端已知 s 个码字比特被缩短,则在编码输入端有 s 子信道进化为确定信道。

3 基于位反转置换的系统极化码的缩短方法

3.1 系统极化码

参考文献[11]首次提出了系统极化码的概念,系统极化码定义如下:

$$C_B = U_A G_{AB} + U_{A^c} G_{A^c B} \quad (7)$$

$$C_{B^c} = U_A G_{AB^c} + U_{A^c} G_{A^c B^c} \quad (8)$$

其中,集合 A 、 A^c 、 U_A 和 U_{A^c} 表示的含义和第二部分的含义相同;集合 B 是集合 $\{1, 2, \dots, N\}$ 的子集,集合 B^c 是集合 B 在 $\{1, 2, \dots, N\}$ 中的补集,集合 B 也为信息位位置集合, B^c 称为校验位位置集合。 G_{AB} 表示生成矩阵中由行集合 A 、列集合 B 构成的子矩阵, $G_{A^c B}$ 、 G_{AB^c} 和 $G_{A^c B^c}$ 的含义类似。 $C_1^N = (C_B, C_{B^c})$ 表示 C_B 和 C_{B^c} 分别为 C_1^N 的子集, C_B 表示编码器输出码字信息序列, C_{B^c} 表示编码器输出校验序列。

为了得到 C_{B^c} , 必须确定 U_A , U_{A^c} 的计算式如式 (9) 所示:

$$U_A = (C_B - U_{A^c} G_{A^c B}) G_{AB}^{-1} \quad (9)$$

由式 (9) 可知,系统极化码成立的条件是子矩阵 G_{AB} 要满足可逆性。极化码的生成矩阵是一个下三角矩阵,而且对角线元素全为 1,从极化码的生成矩阵中任意挑选出 $|A|$ 行和 $|B|$ 列且 $|A| = |B|$ 时,子矩阵 G_{AB} 总是可逆的。

系统极化码的基本编译码结构与极化码相

同,因此 SC、SCL、SCS 译码算法也适用于系统极化码,但译码信息序列需乘以位反转置换矩阵,才能获得真正的信息序列。

3.2 基于位反转置换的系统极化码的缩短方法

假设系统极化码的码长为 N , 缩短的个数为 s 个,令 $S' = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ 为初始缩短向量,其中 $\{s_1, s_2, \dots, s_{N-s}\}$ 全为 1, $\{s_{N-s+1}, s_{N-s+2}, \dots, s_N\}$ 全为 0。对初始凿孔向量的位置索引执行位反转置换操作,得到一个新的向量 S 。 S 即系统极化码的缩短向量,如果元素值为 0 表示该位置为缩短位。

系统极化码的这种缩短算法利用位反转置换确定缩短向量,使得缩短的位置集合对应到编码输入端的无噪无损分裂子信道的位置集合。举例说明, $N=8$ 、 $s=2$ 的 (6,4) 系统极化码的缩短位置与无噪无损分裂子信道的对应关系如图 2 所示。

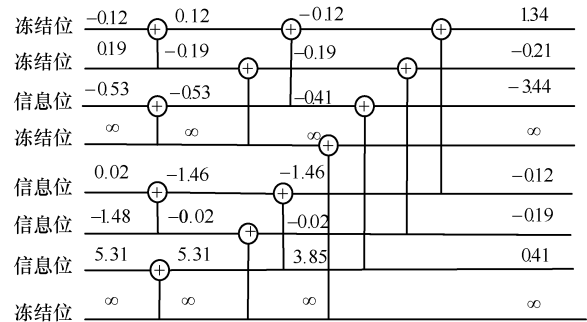


图 2 系统极化码的缩短位置与无噪无损信道的对应关系

图 2 中的关系是利用式 (2) 和式 (3) 对数似然比的递推关系得到的。根据无噪无损信道的性质,译码端在进行译码时,将该信道的对数似然比设置为无穷/负无穷。

根据图 1 的极化码的基本合成信道结构以及式 (5)、式 (6) 可知:如果输出 y_1 的信道为缩短信道,则 $L(y_1) = \infty$, $L(u_1) \neq \infty$, $L(u_2) = \infty$;如果输出 y_2 的信道为缩短信道,则 $L(y_2) = \infty$, 因此 $L(u_1) \neq \infty$, $L(u_2) = \infty$;当且仅当输出 y_1 、 y_2 的两个信道都是缩短信道时, $L(u_1) = \infty$, $L(u_2) = \infty$ 。通过迭代递推,可以确定如果编码输入端的对数似然比的值为无穷,则与之相对应的

分裂子信道相当于无噪无损信道。利用 DE/GA 也能得到相同的结论。

极化码的缩短算法推广到系统极化码中存在的问题：如何确定系统极化码信息位位置集合 B 。一种直观的思路是将信息位的位置集合从剩余的位置集合中选取。为了简单起见，在给定缩短向量的前提下，利用 DE/GA 选择的位置集合 A ，将集合 A 作为系统极化码的信息位位置集合 B ，即 $B=A$ 。

下面给出本文提出的系统极化码缩短方法的具体实现步骤。

步骤 1 根据位反转置换的系统极化码的缩短方法得到缩短向量 S 。

步骤 2 根据缩短向量 S 获得部分冻结位集合 $F1$ ， $F1=S$ ，且 $F1 \subseteq A^C$ 。

步骤 3 使用 DE/GA 确定输入信息位位置集合 A 和剩余冻结位位置集合 $F2$ ， $F2 \subseteq A^C$ 。

步骤 4 系统极化码的信息位集合 $B=A$ ，由式 (8) 和式 (9) 确定 C_{B^C} 。

步骤 5 利用缩短向量 S 对系统极化码进行缩短。

仍以图 2 来说明 $N=8$ 、 $s=2$ 的 (6,4) 系统极化码的缩短算法：缩短向量为 $S=\{1,1,1,0,1,1,0\}$ ，由缩短向量得到的部分冻结位索引集合为 $F1=\{4,8\}$ ，使用 DE/GA 确定输入信息位位置集合 A 和剩余冻结位位置集合 $F2$ 。假设由 DE/GA 确定的 $F2=\{1,2\}$ ，则 $A=\{3,5,6,7\}$ ，因此 $B=\{3,5,6,7\}$ 。根据系统极化码的编码方式确定 C_1^N ，进行缩短时需要缩短第 4 个和第 8 个码字比特，得到 $(c_1, c_2, c_3, c_5, c_6, c_7)$ 。译码时将相应的缩短位置的初始对数似然比设置为无穷（假设已知缩短位置的比特值为 0）进行系统极化码的 SC/SCL 译码。

4 仿真结果和分析

实验 1: 码长 $N=1\ 024$ ，删余后的码长 $M=896$ ，

信息位长 $K=672$ ，码率为 $R=3/4$ ，信道为 AWGN 信道。图 3(a)和图 3(b)分别为 3 种方法的误块率 (FER) 和误码率 (BER) 仿真结果。

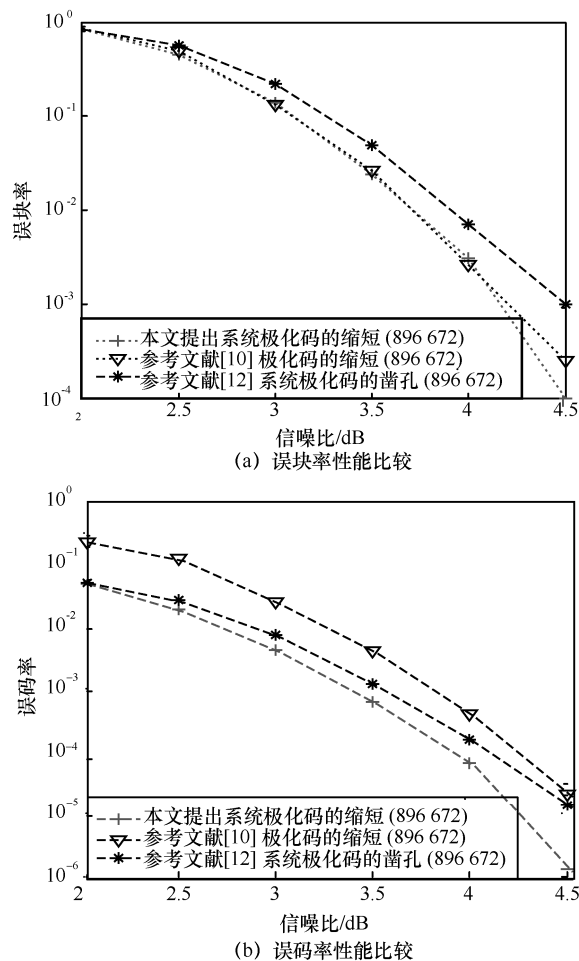


图 3 3 种方法在 AWGN 下的误块率和误码率性能比较

由图 3(a)可知，系统极化码的缩短和极化码的缩短具有近似相同的误块率性能，两者的误块率性能均优于系统极化码的凿孔。当误块率为 10^{-3} 时，系统极化码的缩短和极化码的缩短可以获得比系统极化码的凿孔大约 0.25 dB 的增益。由图 3(b)可知，相同信噪比条件下，系统极化码的缩短的误码率性能优于系统极化码的凿孔以及极化码的缩短。当误码率为 10^{-4} 时，系统极化码的缩短方法可以获得比极化码的缩短方法约 0.5 dB 的增益，比系统极化码的凿孔方法获得了约 0.25 dB 的增益。



实验 2: 本实验仿真在不同码率情况下 3 种方法的误码率性能。实验条件: 信道为 AWGN 信道; 码长 $N=1\,024$, 删余后的码长 $M=640$ 。

图 4 和图 5 分别为 3 种方法在两种码率情况下的误码率仿真结果。

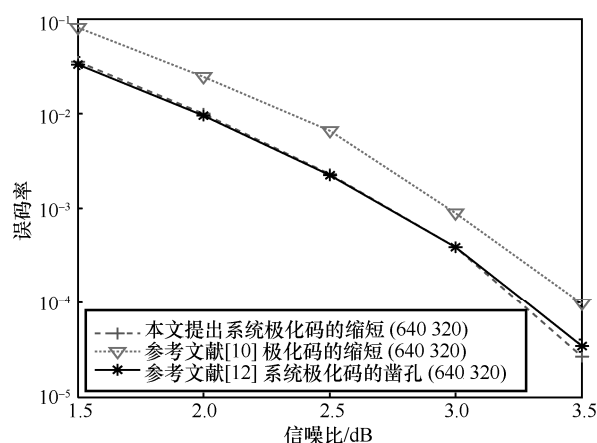


图 4 3 种方法在 AWGN 中的误码率性能比较 (信息位长 $K_1=320$, 码率为 $R_1=1/2$)

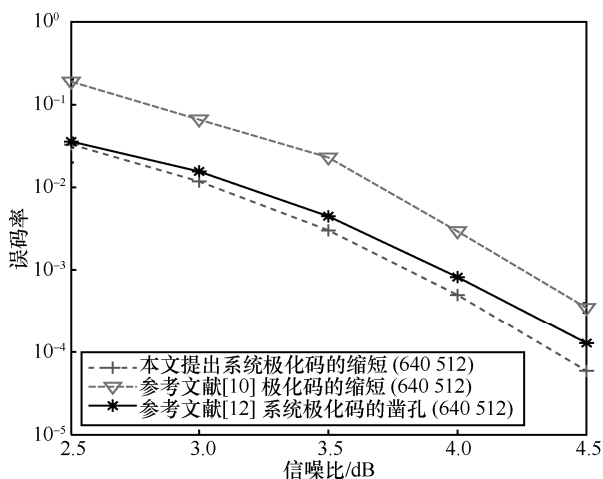


图 5 3 种方法在 AWGN 中的误码率性能比较 (信息位长 $K_2=512$, 码率为 $R_2=4/5$)

由图 4 可知, 在相同的信噪比条件下, 码率为 $1/2$ 时, 系统极化码缩短和系统极化码的凿孔有着近似相同的误码率性能, 但是均优于极化码的缩短。当误码率为 10^{-3} 时, 系统极化码的缩短和系统极化码的凿孔可以获得比极化码的缩短大约 0.25 dB 的增益。

由图 5 可知, 在相同的信噪比条件下, 码率

为 $4/5$ 时, 系统极化码的缩短方法误码率性能优于系统极化码的凿孔方法以及极化码的缩短方法, 当误码率为 10^{-3} 时, 系统极化码的缩短方法获得了比极化码的缩短方法约 0.5 dB 的增益, 比系统极化码的凿孔方法获得了约 0.15 dB 的增益。

综合实验 1 和实验 2 可知, 在高码率条件下, 系统极化码的缩短方法的误码率和误块率性能都优于系统极化码的凿孔方法。低码率条件下, 系统极化码的缩短方法的误码率性能与系统极化码的凿孔方法基本相同。无论高码率还是低码率, 系统极化码的缩短方法的误块率性能和极化码的缩短方法近似相同, 但是其误码率性能均优于极化码的缩短。

5 结束语

本文将极化码的位反转置换缩短算法推广到系统极化码, 得到一种系统极化码的缩短方法。仿真结果说明本文建议的方法在误码率性能上比极化码的缩短方法有了很大的提高, 且优于系统极化码的准均匀凿孔算法。系统极化码的准均匀凿孔算法已经在编码协作的应用^[12,18]上取得了良好的效果, 后续将研究将系统极化码的缩短方法用于编码协作, 预期可获得更优的性能。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] ZHANG Y, LIU A, GONG C, et al. Polar-LDPC concatenated coding for the AWGN wiretap channel[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(10): 1683-1686.
- [4] WANG Y, ZHANG W, LIU Y, et al. An improved concatenation scheme of Polar codes with Reed-Solomon codes[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(3): 468-471.
- [5] SHIN D M, LIM S C, YANG K. Design of length-compatible polar codes based on the reduction of polarizing matrices[J]. IEEE

- Transactions on Communications, 2013, 61(7): 2593-2599.
- [6] ESLAMI A, PISHRO-NIK H. A practical approach to Polar codes[C]//IEEE International Symposium on Information Theory, July 31-Aug 5, 2011, St. Petersburg, Russia. Piscataway: IEEE Press, 2011: 16-20.
- [7] ZHANG L, ZHANG Z, WANG X, et al. On the puncturing patterns for punctured polar codes[C]//IEEE International Symposium on Information Theory, June 29-July 4, 2014, Honolulu, HI, USA. Piscataway: IEEE Press, 2014: 121-125.
- [8] BIOGLIO V, GABRY F, LAND I. Low-complexity puncturing and shortening of Polar codes[C]//Wireless Communications & Networking Conference Workshops, March 19-22, 2017, San Francisco, CA, USA. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-7.
- [9] NIU K, CHEN K, LIN J R. Beyond turbo codes: rate-compatible punctured Polar codes[C]//2013ICC, June9-13, 2013, Budapest, Hungary. Piscataway: IEEE Press, 2013.
- [10] WANG R, LIU R. A novel puncturing scheme for Polar codes[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(12): 2081-2084.
- [11] ARIKAN E. Systematic Polar coding[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(8): 860-862.
- [12] 李坤, 吴绍华, 高翔, 等. 基于凿孔的系统极化码编码协作[J]. 应用科学学报, 2017, 35(2): 139-148.
- LI K, WU S H, GAO X, et al. Systematic Polar coded cooperation based on puncturing[J]. Journal of Applied Sciences, 2017, 35(2): 139-148.
- [13] TAL I, VARDY A. List decoding of Polar codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2015, 61(5): 2213-2226.
- [14] NIU K, CHEN K. Stack decoding of Polar codes[J]. Electronics Letters, 2012, 48(12): 695-697.
- [15] MORI R, TANAKA T. Performance of Polar codes with the construction using density evolution[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(7): 1-521.
- [16] WU D, LI Y, SUN Y. Construction and block error rate analysis of Polar codes over AWGN channel based on Gaussian approximation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(7): 1099-1102.
- [17] LI H, YUAN J. A practical construction method for Polar codes in AWGN channels[C]//Tencon Spring Conference, April 17-19, 2013, Sydney, NSW, Australia. Piscataway: IEEE Press, 2013: 223-226.
- [18] 谢德胜, 柴蓉, 黄蕾蕾, 等. 面向 5G 新空口技术的 Polar 码标准化研究进展[J]. 电信科学, 2018, 34(8): 62-75.
- XIE D S, CHAI R, HUANG L L, et al. Research progress on Polar code standardization for 5G new air interface technology[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(8): 62-75.

[作者简介]



刘顺兰 (1965—), 女, 杭州电子科技大学电子信息学院教授, 主要研究方向为信息与信号处理、无线通信等。



边海波 (1995—), 男, 杭州电子科技大学电子信息学院硕士生, 主要研究方向为无线协作通信、信道编码等。



胡爱明 (1993—), 男, 杭州电子科技大学电子信息学院硕士生, 主要研究方向为无线协作通信、信道编码等。