

双向叠加BCH码及其高性能译码

钟卓宏¹, 王千帆^{2*}, 王义文^{1,3}, 宋林琦^{2,4}, 马啸^{1,3}

(1. 中山大学计算机学院, 广东广州 510006; 2. 香港城市大学, 香港 999077; 3. 广东省信息安全技术重点实验室, 广东广州 510006;
4. 香港城市大学深圳研究院, 广东深圳 518057)

摘要: 本文面向高可靠低时延通信(High-Reliability and Low-Latency Communication, HRLLC)场景的实际需求, 提出了一种基于BCH(Bose, Chaudhuri and Hocquenghem, BCH)码的双向叠加编码与低复杂度译码方案. 编码方面, 采用BCH码作为成分码, 基于双向叠加编码传输(Twisted-Pair Superposition Transmission, TPST)框架, 构造了双向叠加BCH(TPST-BCH)码: 上层BCH码字经随机变换后叠加至下层BCH码字, 叠加版本进一步交织并反馈叠加至上层BCH码字, 实现码长扩展与可靠性提升. 译码方面, 基于串行干扰消除思想, 结合局部约束顺序统计译码(Ordered Statistics Decoding with Local Constraints, LC-OSD), 先对上层码字生成一系列候选, 给定上层候选后对下层码字进行LC-OSD译码, 并最终选取后验概率最大的候选作为译码输出. 为降低复杂度, 我们提出了针对译码的提前终止设计, 包括层内提前终止(用于提前终止层内LC-OSD搜索)和跨层提前终止(用于跳过某个上层码字给定后的整个下层LC-OSD搜索). 结果显示, 所提终止设计可以极大降低搜索次数, 且几乎不损失性能. 与现有编码方案相比, 所提TPST-BCH码(采用所提译码)误帧率优于同码长码率的BCH码(采用LC-OSD算法)、5G LDPC(Low Density Parity Check)码(采用置信传播译码), 与5G Polar码(采用串行干扰消除列表译码)误帧率相当或稍优, 但在中高信噪比区域相对于5G Polar码具有更低的译码操作数和译码时延.

关键词: 信道编码; BCH码; 双向叠加传输; 局部约束顺序统计译码

基金项目: 国家重点研发计划(No. 2021YFA1000500); 国家自然科学基金(No. 62301617, No. 62471506, No. 62371411); 广东省自然科学基金(面上项目)(No. 2023A1515011056, No. 2025A1515011650); 港澳“青年科技人才托举工程”项目(No. QT-2025-048)

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)09-3192-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250582

TPST-BCH Coding Scheme with High-Performance Decoding

ZHONG Zhuo-hong¹, WANG Qian-fan^{2*}, WANG Yi-wen^{1,3}, SONG Lin-qi^{2,4}, MA Xiao^{1,3}

(1. School of Computer Science, Sun Yat-sen University, Guangzhou, Guangdong 510006, China;

2. City University of Hong Kong, Hong Kong 999077, China;

3. Guangdong Key Laboratory of Information Security Technology, Guangzhou, Guangdong 510006, China;

4. Shenzhen Research Institute, City University of Hong Kong, Shenzhen, Guangdong 518057, China)

Abstract: This work proposes a novel coding and low-complexity decoding scheme based on BCH codes to meet the requirements of high-reliability and low-latency communication (HRLLC) applications. In the proposed design, BCH codes are used as component codes within a twisted-pair superposition transmission (TPST) framework, resulting in TPST-BCH codes. The upper-layer BCH codeword undergoes a random transformation before being superimposed onto the lower-layer codeword, and the resulting signal is further interleaved and fed back to the upper layer, enabling code length extension and reliability enhancement. For decoding, a serial interference cancellation strategy is developed, where ordered statistics decoding with local constraints (LC-OSD) is first applied to generate a list of candidates for the upper layer. Given an upper-layer candidate, LC-OSD decoding is then performed on the lower-layer codeword, and the candidate with the highest posterior probability is ultimately selected as the decoding output. To further reduce complexity, an early termination mechanism is introduced, including intra-layer early termination within LC-OSD and cross-layer early termination across decoding stages. Simulation results show that the proposed early termination design significantly reduces the average number of searches

with negligible performance loss. Compared to existing coding schemes, the proposed TPST-BCH codes (with the proposed decoding algorithm) demonstrate superior frame error rate (FER) performance over BCH codes of the same code length and rate (decoded with the LC-OSD algorithm) and 5G LDPC codes (decoded with belief propagation decoding). They achieve comparable or slightly better FER performance than 5G Polar codes (decoded with successive cancellation list decoding), while exhibiting lower computational complexity and decoding latency relative to 5G Polar codes in the moderate-to-high SNR regions.

Key words: channel coding; BCH codes; twisted-pair superposition transmission (TPST); ordered statistics decoding with local constraints (LC-OSD)

Foundation Item(s): National Key Research and Development Program of China (No.2021YFA1000500); National Natural Science Foundation of China (No.62301617, No.62471506, No.62371411); Guangdong Basic and Applied Basic Research Foundation (No.2023A1515011056, No.2025A1515011650); Young Elite Scientists Sponsorship Program (Hong Kong and Macao) by Guangzhou Association for Science and Technology (No.QT-2025-048)

1 引言

随着 5G 的全面商用, 5G 和 6G 的研究正在加速推进, 为信道编码等相关通信技术带来了新的机遇与挑战. 5G 和 6G, 尤其是 ITU 最近规划的 6G 极可靠低时延通信 (Hyper-Reliable Low-Latency Communication, HRLLC) 场景^[1]要求极高的可靠性(块错误率在 10^{-5} ~ 10^{-7} 之间)和极低的时延(端到端时延在 0.1~1.0 ms 之间)^[2,3]. 为支撑未来 6G 的极高可靠和极低时延需求, 研究编码, 尤其是中短码编译码具有重要的价值和工程意义.

编码方面, 对于长码区域, LDPC (Low Density Parity Check) 码^[4-6], 耦合 LDPC 码^[7-10] 和极化 (Polar) 码^[11,12] 等均可以获得逼近香农限的性能. 而对于短码区域, 若采用最大似然 (Maximum-Likelihood, ML) 或近似最大似然 (Near ML) 译码算法, 多种现有的短码 (码长 $n \leq 128$), 包括 BCH (Bose, Chaudhuri and Hocquenghem) 码, 循环冗余校验辅助极化 (Cyclic-redundancy-check Aided Polar, CA-Polar) 码和咬尾卷积 (Tail-Biting Convolutional Code, TBCC) 码等均可以逼近随机编码联合 (Random Coding Union, RCU) 界等有限码长性能界^[13-15], 其中, 采用近 ML 译码的 BCH 码性能稍优于 LDPC 码、CA-Polar 码以及 TBCC 等方案^[15].

译码方面, 目前 BCH 码等方案仍面临以下 2 个问题. 第一, 为达到近似最优性能, 其译码往往需要极高的复杂度与时延; 第二, 在中码长下仍缺乏有效的高性能译码算法. 顺序统计量译码 (Ordered Statistic Decoding, OSD)^[16] 算法是一种典型的近 ML 普适译码算法, 可以应用于任意线性分组码. OSD 的基本思想在于可以通过高斯消元确定最可靠基 (Most Reliable Basis, MRB), 并对 MRB 执行翻转测试与重编码得到一系列码字候选, 最终选取最似然的候选码字作为译码输出. 采用 OSD 算法可以获得逼近有限码长界的性能. 然而, OSD 算法的翻转测试是基于组合数执行, 这会导致重

编码次数的组合爆炸式增长, 产生实际系统难以支持的重编码测试. 例如, 对于最小汉明距离为 d_{\min} , 维数为 k 的线性分组码, 为了到达近 ML 的性能, OSD 算法阶数需满足 $t = \lceil d_{\min}/4 - 1 \rceil^{[16]}$, 即需要执行 $\sum_{i=0}^t \binom{k}{i}$ 次重编码, 其对应的复杂度为 $O(k^t)$.

为降低 OSD 类算法的复杂度, 研究者们提出了一系列优化的 OSD 算法. 例如基于概率的 OSD (Probability-Based OSD, PB-OSD) 算法^[17] 和基于局部约束的 OSD (Ordered Statistics Decoding with Local Constraints, LC-OSD) 算法^[18,19]. 特别地, LC-OSD 中的 TEP 是根据额外引入的局部约束而产生, 借助于局部约束, LC-OSD 可以在极少的重编码 (10 次以内) 下获得逼近有限码长界的性能. 因其优异的性能, LC-OSD 已应用于 JSCC 设计^[20-22] 和强干扰通信^[23] 等领域. 然而, LC-OSD 等优化 OSD 算法对于码长更长 ($n \geq 256$) 的场景仍表现较差, 尤其是中码率区域, 这是由于其天然的猜测机制在中长码区域的局限性.

本文针对上述问题, 利用 2 个短 BCH 码 (有限码长区域性能表现较好且 OSD 类译码可译), 基于 TPST 结构^[24,25] 构造双倍码长的 TPST-BCH 码, 而译码则基于分量码译码器实现, 这种“分而治之”的译码思想类似于分解重构译码思想^[26]. 区别于原始 TPST-TBCC 码^[24], 编码过程中本文采用在有限码长区域性能稍优的 BCH 码替代 TBCC 码作为成分码, 其中在近 ML 译码下, BCH 码可以提供较好的纠错性能. 更为重要的是, 相对于使用维特比译码的 TBCC 而言, 我们采用可快速提前终止的 LC-OSD 算法来译码 BCH, 降低译码复杂度. 需要补充说明的是, 本文后续均采用扩展 BCH (extended BCH, eBCH) 码作为成分码, 方便与其他码在同码长下进行对比. 本文的具体贡献如下:

(1) 编码方案: 基于 TPST 结构, 由短码长 BCH 码作为成分码, 经上下 2 层独立编码后通过前向叠加和后向叠加处理后得到双倍码长的 TPST-BCH 码.

(2)构造优化:对于TPST-BCH码,上下层的码率分配会直接影响整个系统的性能.提出了基于精灵辅助(Genie-Aided, GA)界的码率分配准则,以简单系统的性能来指导TPST-BCH码的码率分配设计.

(3)译码设计:针对TPST结构,提出基于LC-OSD算法的串行干扰消除译码.具体地,对上层BCH码利用LC-OSD算法先产生一系列候选码字,之后根据上层译码结果对下层BCH码同样采用LC-OSD算法,最终选取后验概率最大的候选码字作为译码输出.为了降低复杂度,我们提出了针对译码的提前终止设计,包括层内提前终止(用于提前终止层内LC-OSD搜索)和跨层提前终止(用于跳过某个上层码字给定后的整个下层LC-OSD搜索).

数值结果显示:①所提码率分配可以有效提升性能;②所提终止设计可以有效降低搜索次数,且几乎不损失性能;③相比于现有主流编码方案,包括5G LDPC,5G Polar和BCH等编码,所提TPST-BCH可以在同码长码率下获得相当甚至更优的性能,并在中高信噪比区域相对于5G Polar码显示更低的译码操作数和译码时延.

2 预备知识

2.1 系统模型

在发送端,首先对消息序列 $\mathbf{u} = (u_0, u_1, \dots, u_{K-1}) \in \mathbb{F}_2^K$ 进行编码,得到码字 $\mathbf{c} = (c_0, c_1, \dots, c_{N-1}) \in \mathbb{F}_2^N$, 然后对码字 \mathbf{c} 进行二进制相移键控(Binary Phase-Shift Keying, BPSK)调制,得到信号序列 $\mathbf{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$, 其中 $x_i = (-1)^{c_i}$. 信号序列 \mathbf{x} 经过加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道传输后得到接收序列 $\mathbf{y} = (y_0, y_1, \dots, y_{N-1})$, 其中:

$$y_i = x_i + w_i, \quad i=0, 1, \dots, N-1 \text{ 且 } w_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2) \quad (1)$$

接收端收到 \mathbf{y} 后进行解调制,得到关于码字比特的对数似然比(Log-Likelihood Ratio, LLR)序列 $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1})$, 其中 p 为似然值:

$$r_i = \log \frac{p(y_i | c_i = 0)}{p(y_i | c_i = 1)} \quad (2)$$

$$i=0, 1, \dots, N-1$$

根据LLR序列 \mathbf{r} , 可以得到硬判决序列 $\mathbf{z} = (z_0, z_1, \dots, z_{N-1})$, 其中:

$$z_j = \begin{cases} 1, & r_j < 0 \\ 0, & r_j \geq 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$j=0, 1, \dots, N-1$$

定义候选码字 $\mathbf{v} = \mathbf{z} + \mathbf{e}$, 其中 \mathbf{e} 代表合法错误图样,

其对校验矩阵 \mathbf{H} 满足 $\mathbf{H}\mathbf{e}^T = \mathbf{H}\mathbf{z}^T$. 后续译码是基于测试错误图样,我们进一步定义错误图样 \mathbf{e} 的软重量:

$$\Gamma(\mathbf{e}) = \log \frac{p(\mathbf{y}|\mathbf{z})}{p(\mathbf{y}|\mathbf{z}-\mathbf{e})} = \sum_{i=0}^{N-1} e_i |r_i| \quad (4)$$

作为搜索顺序的度量.对于码字集 C , 显然,最大似然等价于最小软重量,即

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^* &= \arg \max_{\mathbf{v} \in C} p(\mathbf{y}|\mathbf{v}) \\ &= \arg \min_{\mathbf{v} \in C} \log \frac{p(\mathbf{y}|\mathbf{z})}{p(\mathbf{y}|\mathbf{v})} \\ &= \arg \min_{\mathbf{v} \in C} \Gamma(\mathbf{e}) \end{aligned} \quad (5)$$

2.2 BCH码

本文聚焦于具有以下参数的二进制BCH码 $C[n, k, t]$, 其中 n 代表码长, k 代表维度, t 代表BCH码的纠错能力.对于二进制BCH码,其维度满足 $k \geq n - mt$, 最小距离满足 $d_{\min} \geq 2t + 1$. 该码的生成多项式 $g(x)$ 定义为其根 $\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2^t}$ 的最小多项式的最小公倍式(Least Common Multiple, LCM), 其中 α 是 \mathbb{F}_2^m 中阶为 n 的元,形式上可表示为

$$g(x) = \text{LCM}(m_1(x), m_2(x), \dots, m_{2^t}(x)) \quad (6)$$

其中, $m_i(x)$ 是本原元 α^i 的最小多项式.通过 $g(x)$ 的根可以构造符号(symbol)级的校验矩阵 \mathbf{H}_s , 并进一步得到对应的比特级校验矩阵 \mathbf{H} .

2.3 LC-OSD算法

传统OSD算法是对 k 维最可靠基进行翻转重编码得到一系列发送码字,其中翻转序列基于汉明重量得到.区别于传统OSD算法,LC-OSD算法选择 $k + \delta$ ($\delta \geq 0$) 位作为MRB^[18].当 $\delta > 0$ 时,按可靠度从不可靠到可靠对校验矩阵 \mathbf{H} 进行列置换得到 $\mathbf{H}\mathbf{\Pi}$, 使其满足前 $n - k - \delta$ 列线性无关,其中 $\mathbf{\Pi}$ 表示阶数为 n 的置换矩阵.对置换后的矩阵进行高斯消元处理,得到:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n-k-\delta} & \mathbf{P}_1 \\ 0 & \mathbf{P}_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{I}_{n-k-\delta}$ 表示大小为 $n - k - \delta$ 的单位矩阵.

对接收序列 \mathbf{y} , LLR序列 \mathbf{r} , 硬判决序列 \mathbf{z} , 候选码字 \mathbf{v} 和错误图样 \mathbf{e} 进行相应 $\mathbf{\Pi}$ 置换得 $\tilde{\mathbf{y}}, \tilde{\mathbf{r}}, \tilde{\mathbf{z}}, \tilde{\mathbf{v}}, \tilde{\mathbf{e}}$. 给定 $\tilde{\mathbf{z}}$ 后,搜索码字相当于搜索错误图样.根据码字 \mathbf{v} 与校验矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 相乘等于0,得到以下约束关系:

$$\tilde{\mathbf{e}}_L^T + \mathbf{P}_1 \tilde{\mathbf{e}}_R^T = \tilde{\mathbf{z}}_L^T + \mathbf{P}_1 \tilde{\mathbf{z}}_R^T \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_2 \tilde{\mathbf{e}}_R^T = \mathbf{P}_2 \tilde{\mathbf{z}}_R^T \quad (9)$$

其中, $\tilde{\mathbf{e}}_L$ 和 $\tilde{\mathbf{e}}_R$ 分别表示 $\tilde{\mathbf{e}}$ 的前 $n - k - \delta$ 位和后 $k + \delta$ 位. $\tilde{\mathbf{z}}_L$ 和 $\tilde{\mathbf{z}}_R$ 同理.由式(8)和式(9)可以发现,整体错误图样由 $\tilde{\mathbf{e}}_R$ 决定,即可以根据 $\tilde{\mathbf{e}}_R$ 计算得到 $\tilde{\mathbf{e}}_L$, 因此搜索错误图样可以进一步简化为搜索局部约束 $\mathbf{P}_2 \tilde{\mathbf{e}}_R^T = \mathbf{P}_2 \tilde{\mathbf{z}}_R^T$ 下的 $\tilde{\mathbf{e}}_R$. 基于局部约束 $\mathbf{P}_2 \tilde{\mathbf{e}}_R^T = \mathbf{P}_2 \tilde{\mathbf{z}}_R^T$, 我们可以执行串行列表维特

比算法 (Serial List Viterbi Algorithm, SLVA)^[27], 按照软重量递增的顺序搜索 $\tilde{\mathbf{e}}_{R,l}$, 对应的候选码字为硬判决序列减去错误图样, 即

$$\tilde{\mathbf{v}}_l = \tilde{\mathbf{z}} - (\tilde{\mathbf{e}}_{L,l}, \tilde{\mathbf{e}}_{R,l}) \quad (10)$$

其中, $l=0, 1, \dots, L_{\max} - 1$. 最终得到 L_{\max} 个候选码字列表 $(\tilde{\mathbf{v}}_0, \tilde{\mathbf{v}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{v}}_{L_{\max}-1})$, 并从中找到最优的候选码字作为译码输出.

3 双向叠加 BCH 码

3.1 编码方案

考虑码长均为 n , 信息长度分别为 k_0 和 k_1 的 2 个 BCH 码 $C_0[n, k_0]$ 和 $C_1[n, k_1]$. 利用这 2 个短码, 我们可以基于 TPST 结构构造出一个码长为 $N=2n$, 信息长度为 $K=k_0+k_1$ 的 TPST-BCH 码 $C[N, K]$.

TPST-BCH 的编码过程参见图 1, 具体描述如下: 对于一个长度为 K 的信息序列 $\mathbf{u} \in \mathbb{F}_2^K$, 首先将其分为长度为 k_0 和 k_1 的上下 2 层 $(\mathbf{u}^{(0)}, \mathbf{u}^{(1)})$, 其中 $\mathbf{u}^{(0)} \in \mathbb{F}_2^{k_0}$, $\mathbf{u}^{(1)} \in \mathbb{F}_2^{k_1}$, 并分别用 BCH 码 C_0 和 C_1 对其进行编码得到 $(\mathbf{v}^{(0)}, \mathbf{v}^{(1)})$, 其中 $\mathbf{v}^{(0)} \in \mathbb{F}_2^n$, $\mathbf{v}^{(1)} \in \mathbb{F}_2^n$. 然后将上层 BCH 码码字 $\mathbf{v}^{(0)}$ 与一个 $n \times n$ 的随机矩阵 \mathbf{S} 相乘得到 $\mathbf{w}^{(0)}$, 并将 $\mathbf{w}^{(0)}$ 叠加到下层得到 $\mathbf{c}^{(1)} = \mathbf{v}^{(1)} + \mathbf{w}^{(0)}$, 这一步骤称为前向叠加; 再将 $\mathbf{c}^{(1)}$ 叠加到上层 BCH 码字得到 $\mathbf{c}^{(0)} = \mathbf{v}^{(0)} + \mathbf{c}^{(1)}$, 这一步骤称为后向叠加. 上下层 BCH 码码字经过前后向叠加后得到码长为 $N=2n$, 信息长度为 K 的 TPST-BCH 码码字. TPST-BCH 码的编码算法见算法 1.

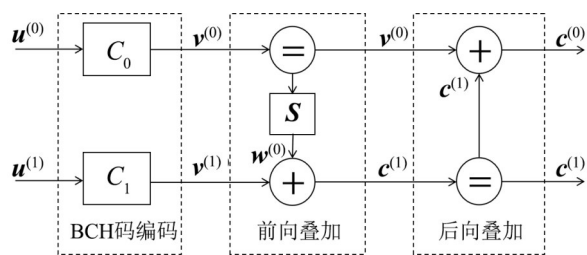


图 1 TPST-BCH 码的编码结构示意图

算法 1 TPST-BCH 码的编码算法

输入: 信息序列 $\mathbf{u} = (\mathbf{u}^{(0)}, \mathbf{u}^{(1)})$, 前向叠加矩阵 \mathbf{S}

输出: TPST-BCH 码码字 $\mathbf{c} = (\mathbf{c}^{(0)}, \mathbf{c}^{(1)})$

1. BCH 码编码: 对于 $\mathbf{u}^{(0)}$ 和 $\mathbf{u}^{(1)}$, 分别按照 BCH 码 C_0 和 C_1 进行编码, 得到对应的 BCH 码码字 $\mathbf{v}^{(0)}$ 和 $\mathbf{v}^{(1)}$
2. 前向叠加: 对上层 BCH 码字 $\mathbf{v}^{(0)}$ 进行随机变换得到 $\mathbf{w}^{(0)} = \mathbf{v}^{(0)}\mathbf{S}$, 并叠加到下层得到下层输出码字 $\mathbf{c}^{(1)} = \mathbf{v}^{(1)} + \mathbf{w}^{(0)}$
3. 后向叠加: 将 $\mathbf{c}^{(1)}$ 叠加到上层得到上层输出码字 $\mathbf{c}^{(0)} = \mathbf{v}^{(0)} + \mathbf{c}^{(1)}$
4. 输出 TPST-BCH 码码字 $\mathbf{c} = (\mathbf{c}^{(0)}, \mathbf{c}^{(1)})$

3.2 译码算法

TPST-BCH 码的译码采用串行干扰消除译码机制, 我们首先消除下层编码对上层的后向叠加影响, 对上层采用列表译码得到关于上层码字的候选估计, 给定上层候选后, 消除上层影响, 执行下层译码.

TPST-BCH 码的具体译码过程如下. 首先, 根据编码算法的码字约束关系, 可以得到:

$$\mathbf{v}^{(0)} = \mathbf{c}^{(0)} + \mathbf{c}^{(1)} \quad (11)$$

参考文献 [11] 对极化码译码的处理, 得到上层 BCH 码码字的软信息. 具体地, 将后向叠加的 $\mathbf{c}^{(1)}$ 看作是对 $\mathbf{c}^{(0)}$ 的干扰, 计算得到 $\mathbf{v}^{(0)}$ 对应的 LLR:

$$A(\mathbf{v}_j^{(0)}) = \log \left(\frac{p(y_j^{(0)}|0)p(y_j^{(1)}|0) + p(y_j^{(0)}|1)p(y_j^{(1)}|1)}{p(y_j^{(0)}|1)p(y_j^{(1)}|0) + p(y_j^{(0)}|0)p(y_j^{(1)}|1)} \right) \quad (12)$$

其中, $j=0, 1, \dots, n-1$, 对应于上层码字 $\mathbf{v}^{(0)}$ 的第 j 位. 我们将 $A(\mathbf{v}^{(0)})$ 输入到上层 LC-OSD 算法, 得到 L_{\max} 个候选码字 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$, 其中 $l=0, 1, \dots, L_{\max}-1$.

对于每个上层候选码字 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$, 我们同样通过码字的约束关系, 得到关于下层码字的信息, 由编码结构可以知道:

$$\mathbf{v}^{(1)} = \mathbf{c}^{(0)} + \mathbf{v}^{(0)} + \mathbf{w}^{(0)} \quad (13)$$

当给定 $\mathbf{v}^{(0)}$ 的某个估计 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$ 后, $\mathbf{v}^{(1)}$ 可以看作进行了部分重传. 因此, 类似于对上层码字的干扰消除处理, 可以计算给定码字 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$ 下 $\mathbf{v}^{(1)}$ 对应的 LLR:

$$A_1(\mathbf{v}_j^{(1)}) = \log \left(\frac{p(y_j^{(1)}|w_j^{(0)})}{p(y_j^{(1)}|w_j^{(0)}+1)} \right) \log \left(\frac{p(y_j^{(1)}|w_j^{(0)}+\mathbf{v}_j^{(0)})}{p(y_j^{(1)}|w_j^{(0)}+\mathbf{v}_j^{(0)}+1)} \right) \quad (14)$$

将 $A_1(\mathbf{v}^{(1)})$ 输入到下层 LC-OSD 中, 得到与上层候选码字 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$ 对应的下层码字估计 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(1)}$. 最后, 将上下层码字估计重新进行前后向叠加得到完整的码字估计 $\hat{\mathbf{c}}_l$, 进一步计算其与接收序列的似然值 $p(\mathbf{y}|\hat{\mathbf{c}}_l)$, 从中挑选后验概率最大的码字, 在先验等概时, 即似然值最大的码字 $\hat{\mathbf{c}}$ 作为译码输出. TPST 码的串行干扰消除列表译码算法见算法 2.

3.3 码率分配

考虑一个给定长码率的 TPST-BCH 码 $C[N, K]$, 可以通过调整上下层信息维度 k_0 和 k_1 , 其满足 $k_0+k_1=K$, 来优化性能. 直观上来说, 上层经历了一个被后向叠加干扰的信道, 且上层要被首先译码, 自然而然要对上层采用低码率保护 (这类似于 Polar 码); 而下层隐含着叠加重传^[28, 29], 所以下层可采用稍高码率编码, 这种码率分配的目标是使上下层错误率尽可能接近, 规避某层译码的“性能短板”, 获得较好的整体性能. 若码率分配

不当,上层或下层码率过高过低均会导致性能短板,严重影响整体译码性能.因此,只有合适的码率分配可以保障性能.

算法2 TPST-BCH码的串行干扰消除列表译码算法

输入:接收序列 $\mathbf{y} = (\mathbf{y}^{(0)}, \mathbf{y}^{(1)})$, 最大列表数目 L_{\max} (16)

输出:TPST-BCH码译码估计 $\hat{\mathbf{c}}$

1. 上层LLR计算:根据接收序列 \mathbf{y} 按式(12)计算出上层BCH码码字对应的LLR序列 $A(\mathbf{v}^{(0)})$
2. 上层列表译码:以 $A(\mathbf{v}^{(0)})$ 为输入,调用上层BCH码的LC-OSD算法,得到上层BCH码的候选码字列表 $\{\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}\}$, 其中 $0 \leq l \leq L_{\max} - 1$
3. 遍历搜索 $l = 0, 1, \dots, L_{\max} - 1$
 - (a) 下层LLR计算:对于给定的 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$, 按式(14)计算出下层BCH码码字对应的LLR序列 $A_l(\mathbf{v}^{(1)})$
 - (b) 下层列表译码:以 $A_l(\mathbf{v}^{(1)})$ 为输入,调用下层BCH码的LC-OSD算法,得到下层BCH码的译码估计 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(1)}$
 - (c) 似然值计算:将上下层译码估计进行前后向叠加编码并计算TPST-BCH码的候选码字似然值 $p(\mathbf{y}|\hat{\mathbf{c}}_l)$
4. 判决:输出后验概率最大的码字,在先验等概时,即似然值最大的码字 $\hat{\mathbf{c}}$

本文考虑基于精灵辅助的思想,假定存在一个精灵告知接收方部分信息,将复杂的双向叠加系统拆分为简单的单向叠加.例如,若下层信息已知,相当于仅存在前向叠加;而若上层信息已知,相当于仅存在后向叠加.基于上述思想,定义如下错误事件,参见图2.

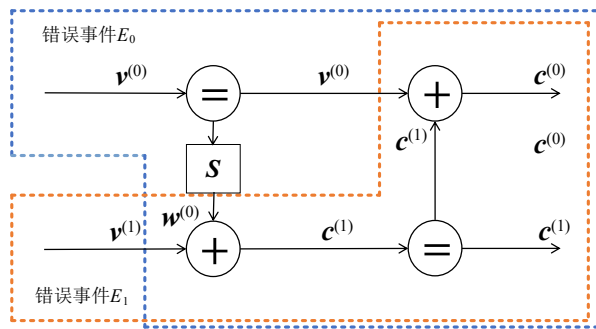


图2 错误事件示意图

错误事件 E_0 : 精灵辅助下已知下层码字 $\mathbf{v}^{(1)}$ 的情况下上层仍译码出错. 给定下层正确码字时, 上层码字实际上相当于原始BCH码在AWGN信道上进行一次传输, 以及其随机变换版本在AWGN信道上进行一次传输. 类似于我们的实际译码过程, 可以利用原始BCH码在AWGN信道传输后的信道接收来执行列表译码, 结合随机变换版本的信道接收辅助选择最优译码输出, 得到 $\Pr\{E_0\}$.

错误事件 E_1 : 精灵辅助下已知上层码字 $\mathbf{v}^{(0)}$ 情况下下层仍译码出错. 给定上层正确码字时, 下层码字相当

于在AWGN上进行(部分)重传. 在仿真层面, 我们可以用下层BCH码在AWGN信道下的FER仿真性能来作为错误事件 E_1 发生概率的参考. 实际上, 对于本方案, 码字 $\mathbf{c}^{(1)}$ 直接叠加到上层, 错误事件 E_1 的概率相当于下层BCH码经过AWGN信道的FER性能曲线向左平移3 dB. 由上所述, 我们通过仿真下层BCH码传输的性能即可得到 $\Pr\{E_1\}$.

错误事件 E_2 : 串行干扰消除列表译码器译出比正确码字 \mathbf{c} 更似然的码字 $\hat{\mathbf{c}}$, 即对于 $0 \leq l \leq L_{\max} - 1$, 存在某个候选码字 $\hat{\mathbf{c}}_l$ 使 $p(\mathbf{y}|\hat{\mathbf{c}}_l) \geq p(\mathbf{y}|\mathbf{c})$.

基于上述错误事件, 我们将TPST-BCH码的译码错误分为3个独立的错误事件, 所以评估TPST-BCH码性能的误帧率FER可以表示为

$$\text{FER} = p(E_0 \cup E_1 \cup E_2) \quad (15)$$

特别地, 本文考虑的FER均关注的是整个TPST-BCH码的总码长 N 下的错误率. 对于事件 E_2 , 因为ML译码通过比较列表中所有码字的似然值, 从而输出最似然的码字, 而如果列表中存在一个合法的码字, 其似然值比正确码字还要大, ML译码就会输出这个更似然但并非正确的码字, 也就代表ML译码出现错误. 因此, 错误事件 E_2 发生的概率 $\Pr\{E_2\}$ 就是TPST-BCH码ML性能的一个下界. 我们记ML译码器的FER性能为 FER_{ML} , 则有:

$$\Pr\{E_2\} \leq \text{FER}_{\text{ML}} \leq \text{FER} \quad (16)$$

根据式(14)知道TPST-BCH码串行干扰消除列表译码的性能上界, 即

$$\text{FER} \leq \Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\} + \Pr\{E_2\} \quad (17)$$

结合式(15)和式(16)可以看出, 串行干扰消除列表译码与ML译码之间的性能间距是存在上界的, 即

$$\text{FER} - \text{FER}_{\text{ML}} \leq \text{FER} - \Pr\{E_2\} \leq \Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\} \quad (18)$$

因此, 当 $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$ 足够小时, TPST-BCH码译码具有逼近ML译码的性能.

实际上, 作为TPST-BCH码与ML译码间距的上界, $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$ 直接影响系统整体FER. 我们基于 $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$ 来指导码率分配, 目标是希望给定码率分配 (k_0, k_1) 情况下, $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$ 尽可能小. 这本质上也是希望 $\Pr\{E_0\}$ 与 $\Pr\{E_1\}$ 尽可能接近.

码率分配准则: 给定目标维度 K , 我们分配码率 k_0 和 k_1 , 使 $\arg \min_{k_0+k_1=K} (\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\})$.

给定码率分配准则, 可以在给定 K 的情况下, 通过一维搜索码率分配并结合仿真来优化性能, 这里优化目标是 $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$ 最小化. 特别地, 提出的精灵辅助简化系统对应的 $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$ 是更容易获取的, 有利于码率分配.

注 1: BCH 码支持的码率为离散取值, 因此难以进行精细的码率调节. 尽管如此, 一方面, BCH 码等具有成熟的标准化和工程落地: 目前 BCH 及 RS 码等凭借成熟的标准化地位和广泛的工程建议 (如 ITU-T G.975、ITU-T G.709.2、OIF 400ZR、IEEE 800G-LR、IEEE 800G-ZR 等^[30-34]), 在高可靠长距离传输系统中仍是重要选择; 另一方面, 所提方案针对高可靠场景的性能优势: 本文所提 TPST-BCH 构造, 基于短码构建中等长度 BCH 码, 并可以在相同码长、相同码率下有效提升误码性能, 特别适用于对可靠性要求极高但对码率灵活性要求相对宽松的高可靠低时延通信应用场景.

例 1: 考虑以 eBCH 码为成分码构造的 TPST-BCH 码 $C[256, 128]$, 码字经由二进制输入加性高斯白噪声 (Binary input Additive White Gaussian Noise, Bi-AWGN) 信道传输, 译码中上下层均采用最大列表 $L_{\max} = 2048$ 的 LC-OSD 算法. 我们首先对比不同码率分配下与 ML 的性能间距上界 $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$, 其结果参见图 3(a), 从图中可以看出, 当码率分配结果为 $(k_0, k_1) = (50, 78)$ 时, $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$ 可以获得最小值. 进一步对比了各个码率分配下的实际仿真性能, 如图 3(b) 所示, 从图中可以看出, 与我们的性能分析保持一致, 当码率分配结果为 $(k_0, k_1) = (50, 78)$ 时, TPST-BCH 码可以获得最低的 FER.

3.4 终止设计

为获得逼近 ML 的性能, TPST-BCH 码的译码算法需要足够大的列表大小 L_{\max} , 这会带来极高的复杂度与译码时延. 针对此问题, 本文提出了具有提前终止的 TPST-BCH 码译码算法, 包括基于 LC-OSD 本身的层内提前终止和跨层联合提前终止. 具体分述如下.

对于层内 LC-OSD 算法的终止设计, 我们介绍 Trivial 终止和 DAI 终止. 首先初始化一个足够大的 Γ_{opt} . LC-OSD 算法通过搜索 $\tilde{\mathbf{e}}_R$ 生成对应错误图样, 计算每次搜索 $\tilde{\mathbf{e}}_R$ 得到的错误图样 $\tilde{\mathbf{e}}$ 的软重量 $\Gamma(\tilde{\mathbf{e}})$, 若 $\Gamma(\tilde{\mathbf{e}}) < \Gamma_{\text{opt}}$, 则更新 Γ_{opt} . 对于 Trivial 终止, 一旦满足 $\Gamma(\tilde{\mathbf{e}}_R) > \Gamma_{\text{opt}}$, 则停止搜索译码.

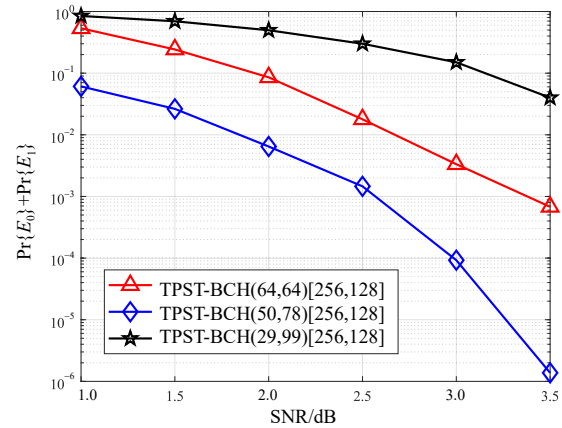
相对于 Trivial 终止, DAI 终止额外引入了补偿项, 即

$$\tau = E[\Gamma(\mathbf{e}_L)|\mathbf{r}] = \sum_{j=k+\delta+1}^n \frac{|\tilde{r}_j|}{1 + \exp(|\tilde{r}_j|)} \quad (19)$$

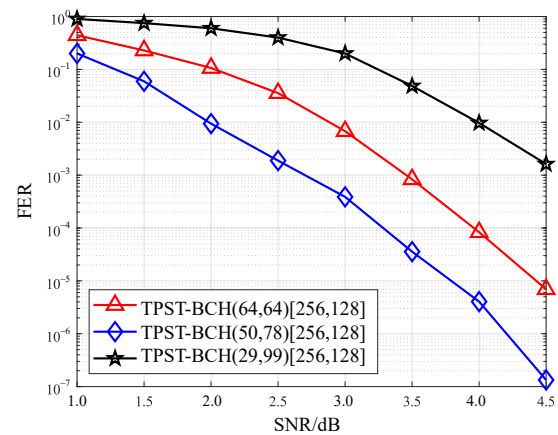
一旦满足 $\Gamma(\tilde{\mathbf{e}}_R) + \tau > \Gamma_{\text{opt}}$, 停止搜索译码.

层内 LC-OSD 终止设计: 对于每层所使用的 LC-OSD 算法, 使用 Trivial 或 DAI 终止准则.

受原始 LC-OSD 算法 DAI 终止的启发, 提出了针对 TPST-BCH 码的跨层 DAI 终止设计. 具体描述如下.



(a) $\Pr\{E_0\} + \Pr\{E_1\}$



(b) FER

图 3 TPST-BCH 码 $C[256, 128]$ 在不同码率分配下与 ML 间距的上界与 FER

首先初始化一个足够大的 $\Gamma_{\text{opt-TPST}}$. 在译码过程中, 首先译码上层码字, 得到 $\{\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}\}$, 在不考虑层内终止时 l 的范围是 $0 \leq l \leq L_{\max} - 1$, 其对应于一组错误图样序列 $\{\mathbf{e}_l^{(0)}\}$, 其中 $0 \leq l \leq L_{\max} - 1$. 给定 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$, 计算下层对应的 LLR 序列 $A_1(\mathbf{v}^{(1)})$, 并利用 LC-OSD 算法得到关于下层码字的估计 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(1)}$ 及其对应的错误图样 $\mathbf{e}_l^{(1)}$, 此时可以更新 $\Gamma_{\text{opt-TPST}}$. 特别地, 在译码下层前就可以获得关于下层错误图样的软重量期望, 即

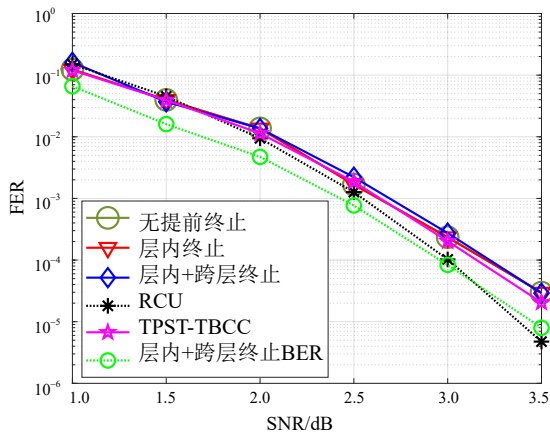
$$E[\Gamma(\mathbf{e}_l^{(1)})|A_1(\mathbf{v}^{(1)})] = \sum_{j=1}^n \frac{|A_1(\hat{\mathbf{v}}_j^{(1)})|}{1 + \exp(|A_1(\hat{\mathbf{v}}_j^{(1)})|)} \quad (20)$$

并基于此提出跨层搜索跳过设计, 如下所示.

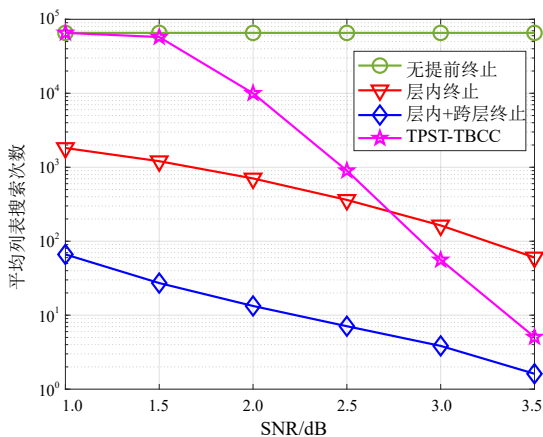
跨层 DAI 终止设计: 在 TPST-BCH 码搜索过程中, 若 $\Gamma(\mathbf{e}_l^{(0)}) + E[\Gamma(\mathbf{e}_l^{(1)})|A_1(\mathbf{v}^{(1)})] > \Gamma_{\text{opt-TPST}}$, 则不执行 $\hat{\mathbf{v}}_l^{(0)}$ 对应的下层 LC-OSD 算法.

例 2: 考虑以 eBCH 码为成分码构造的 TPST-BCH

码 $C[128, 63]$, 上下层码率分配为 $(k_0, k_1) = (18, 45)$, 码字经由 Bi-AWGN 信道传输, 译码中上下层均采用最大列表 $L_{\max} = 256$ 的 LC-OSD 算法. 首先对比了层内终止, 层内+跨层终止和无提前终止的 FER, 结果参见图 4(a). 从中可以看出, 所提终止方案几乎不会带来性能损失, 且可以获得逼近 RCU 界的性能. 平均列表搜索次数对比参见图 4(b), 图中无提前终止设计指的是只有列表搜索数目达到给定的最大数目时才会终止, 不会提前终止搜索, 因此总的搜索数目是固定的, 且为上下层搜索列表数目的乘积, 即 256×256 . 从图中可以看出, 提前终止可以有效降低平均列表搜索次数. 特别地, 在 3 dB 处, 所提层内+跨层终止仅需要 10 次以内的搜索即可完成译码. 为了说明方案的优势, 我们同样考虑了与码长码率相同的 TPST-TBCC 码 $C[128, 64]$ 的对比, 这里 TPST-TBCC 码的构造参数见文献[24], 对比结果参见图 4, 从图中可以看出: 在性能上, TPST-BCH 码与 TPST-TBCC 码相当; 在平均列表搜索次数上, 层内+跨层终止的 TPST-BCH 码显著优于 TPST-TBCC 码.



(a) FER 对比

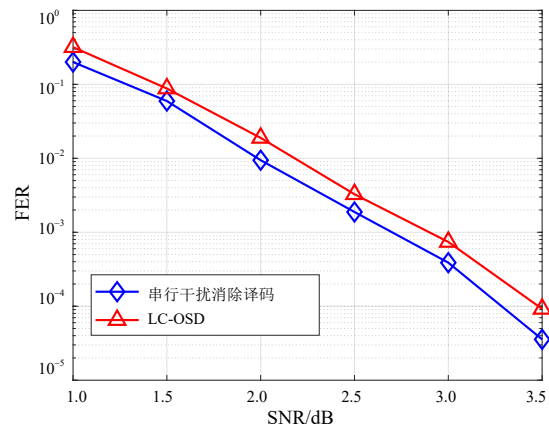


(b) 平均列表搜索次数对比

图 4 有无提前终止的性能对比, 考虑 TPST-BCH 码 $C[128, 63]$

4 数值结果

例 3: (不同译码器下 TPST-BCH 码的性能对比) 考虑以 eBCH 码为成分码构造的 TPST-BCHC $[256, 128]$, 码率分配为 $(k_0, k_1) = (50, 78)$, 码字经由 Bi-AWGN 信道传输. 接收端我们考虑 2 种译码算法: (1) 所提基于串行干扰消除的译码算法, 其中上下层译码均采用最大列表 $L_{\max} = 2048$ 的 LC-OSD 算法; (2) 直接对整个码使用 LC-OSD 算法, 最大列表为 4096. 对比结果参见图 5, 从图中可以看出, TPST-BCH 码采用所提串行干扰消除译码性能优于直接使用 LC-OSD 算法, 可以在 $\text{FER} = 10^{-3}$ 处获得 0.3 dB 左右的增益. 特别地, 所提译码处理的分量码矩阵维度更小, 这是所提译码的另一个优势.

图 5 TPST-BCH 码 $C[256, 128]$ 在不同译码方案下的性能对比

例 4: (不同方案的 FER 性能对比) 考虑以 eBCH 码为成分码构造的 TPST-BCHC $[256, 128]$, 码率分配为 $(k_0, k_1) = (50, 78)$, 译码采用所提串行干扰消除译码, 其中上下层均使用 LC-OSD 算法 ($L_{\max} = 2048$). 我们同样给出了同码长码率的 5G LDPC 码 (采用置信传播译码, 最大迭代次数为 50), 5G Polar 码 (采用 CA-SCL 译码, 列表次数为 16) 和类似码长码率的 BCH 码 $[256, 131]$ (采用 LC-OSD 译码, 最大列表为 4096) 的 FER. 对比结果参见图 6, 从图中可以看出, 所提 TPST-BCH 码相对 5G LDPC 和 BCH 码可以获得显著的性能提升, 与 5G Polar 码性能相当甚至中低 SNR 稍好.

例 5: (不同方案的复杂度对比) 考虑以 eBCH 码为成分码构造的 TPST-BCHC $[256, 128]$, 码率分配为 $(k_0, k_1) = (50, 78)$, 译码采用所提串行干扰消除译码, 其中上下层均使用 LC-OSD 算法 ($L_{\max} = 2048$). 所对比基准为 5G Polar 码 $[256, 128]$, 其译码采用 SCL 算法, 列表数目为 $L = 32$. 表 1 展示了 TPST-BCH 码采用所提译码算法与 5G Polar 码采用 SCL 译码算法的计算复杂度对比, 这里我们采用译码一帧数据所需要的平均操作数

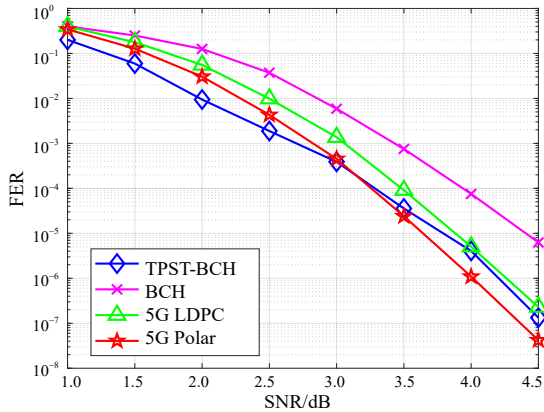


图6 TPST-BCH 编码方案与其他编码方案的性能对比

作为衡量指标,其中:所有的二进制操作,包括异或和乘法等均正常记录;而对于浮点操作,参考文献[35]中

的方式,我们将一次浮点数加法对应为8次二进制运算,一次浮点数比较对应为6次二进制运算.从表1中可以看出,Polar码的SCL译码复杂度与SNR无关,在各个SNR下平均操作数基本保持恒定,而提出的TPST-BCH码在采用所提译码算法下所需要的操作数随SNR增大而显著降低,这是因为引入了精心设计的提前终止准则.特别地,在高信噪比区域,所提方案相对于采用SCL译码的Polar码可以降低约2个量级以上的平均操作数,显示了所提方案潜在的低复杂性.表2展示了TPST-BCH码采用所提译码算法和5G Polar码采用SCL译码算法下译码一帧所需要的平均译码时间对比.从表中可以看出,在低SNR区域,所提方案的平均译码时延更短,而在高可靠低时延场景更为关注的高信噪比高可靠区域,所提方案相对于采用SCL译码的Polar码可以降低约75%以上的平均译码时间.

表1 译码一帧所需的平均操作数对比

×10⁶

SNR/dB	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0
5G Polar	3.78	3.82	3.77	3.81	3.82	3.80	3.79	3.78	3.80	3.80	3.81
TPST-BCH	2.02	1.61	1.31	7.72	3.88	1.92	7.88	3.63	3.22	2.74	1.95

注:其中TPST-BCH码采用所提译码算法,而5G Polar码则采用SCL译码算法.

表2 译码一帧所需要的平均译码时间对比

单位:ms

SNR/dB	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0
5G Polar	2.81	2.77	2.73	2.69	2.86	2.90	2.76	2.75	2.68	2.73	2.71
TPST-BCH	34.6	26.4	20.0	8.76	3.59	2.07	1.36	0.86	0.71	0.77	0.76

注:其中TPST-BCH码采用所提译码算法,而5G Polar码则采用SCL译码算法.

5 结论

本文面向高可靠低时延场景的需求,提出了一种基于双向叠加编码的TPST-BCH码,设计了适配的低复杂度串行干扰消除译码算法.具体而言,编码方面,TPST-BCH码基于短码长BCH成分码,通过双向叠加机制扩展码长;构造方面,提出了基于精灵辅助界的码率分配准则,为系统设计优化提供了有效的指导;译码方面,针对TPST结构,基于LC-OSD算法设计了串行干扰消除译码算法,进一步提出了层内与跨层的提前终止策略,在保证译码性能的同时显著降低复杂度.仿真结果显示:(1)所提码率分配准则能够有效提升TPST-BCH码的性能;(2)提前终止机制能够大幅减少搜索次数且几乎无性能损失;(3)与现有主流编码方案(包括TPST-TBCC、5G LDPC、5G Polar和传统BCH码)相比,所提TPST-BCH码在相同码长码率下能够获得相当或更优的误码性能,且在中高信噪比区域相对于5G Polar码具有更低的译码操作数和译码时延,展现出良好的应用潜力.

参考文献

- [1] International Telecommunication Union. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond (ITU-R Recommendation M.2160-0)[EB/OL]. (2023-11-13)[2025-04-10]. <https://www.itu.int/rec/R-REC-M.2160-0-202311-I/en>.
- [2] ROWSHAN M, QIU M, XIE Y X, et al. Channel coding toward 6G: Technical overview and outlook[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2024, 5: 2585-2685.
- [3] TATARIA H, SHAFI M, MOLISCH A F, et al. 6G wireless systems: Vision, requirements, challenges, insights, and opportunities[J]. Proceedings of the IEEE, 2021, 109(7): 1166-1199.
- [4] GALLAGER R. Low-density parity-check codes[J]. IRE Transactions on Information Theory, 1962, 8(1): 21-28.
- [5] MACKAY D J C, NEAL R M. Near Shannon limit performance of low density paritycheck codes[J]. Electronics Letters, 1996, 32(18): 1645-1646.

- [6] 张国华, 孙爱晶, 倪孟迪, 等. 无小环大列重 QC-LDPC 短码的显式构造[J]. 电子学报, 2024, 52(6): 1862-1868.
ZHANG G H, SUN A J, NI M D, et al. Explicit constructions of short QC-LDPC codes free of small cycles and with large column weight[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(6): 1862-1868. (in Chinese)
- [7] JIMENEZ FELSTROM A, ZIGANGIROV K S. Time-varying periodic convolutional codes with low-density parity-check matrix[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 45(6): 2181-2191.
- [8] PUSANE A E, SMARANDACHE R, VONTOBEL P O, et al. Deriving good LDPC convolutional codes from LDPC block codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(2): 835-857.
- [9] WANG Q F, CAI S H, LIN W C, et al. Spatially coupled LDPC codes via partial superposition and their application to HARQ[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(4): 3493-3504.
- [10] 王千帆, 杨佳仪, 王寅楚, 等. 面向流式通信的耦合 LDPC 码研究综述[J]. 电子学报, 2024, 52(8): 2913-2932.
WANG Q F, YANG J Y, WANG Y C, et al. A review of coupled LDPC codes for streaming communications[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(8): 2913-2932. (in Chinese)
- [11] 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.
- [12] 牛凯. 极化码原理与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2021.
NIU K. Polar Code Principles and Applications[M]. Beijing: Science Press, 2021. (in Chinese)
- [13] 蔡穗华, 王义文, 白宝明, 等. 面向高可靠低时延通信的信道编码技术研究综述[J]. 电子学报, 2025, 53(2): 629-644.
CAI S H, WANG Y W, BAI B M, et al. Channel coding techniques for ultra-reliable and low-latency communication[J]. Acta Electronica Sinica, 2025, 53(2): 629-644. (in Chinese)
- [14] COŞKUN M C, DURISI G, JERKOVITS T, et al. Efficient error-correcting codes in the short blocklength regime[J]. Physical Communication, 2019, 34: 66-79.
- [15] SHIRVANIMOGHADDAM M, MOHAMMADI M S, ABBAS R, et al. Short block-length codes for ultra-reliable low latency communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2019, 57(2): 130-137.
- [16] FOSSORIER M P C, LIN S. Soft-decision decoding of linear block codes based on ordered statistics[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 41(5): 1379-1396.
- [17] YUE C T, SHIRVANIMOGHADDAM M, PARK G, et al. Probability-based ordered-statistics decoding for short block codes[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(6): 1791-1795.
- [18] WANG Y W, LIANG J F, MA X. Local constraint-based ordered statistics decoding for short block codes[C]//2022 IEEE Information Theory Workshop. Piscataway: IEEE, 2022: 107-112.
- [19] LIANG J F, WANG Y W, CAI S H, et al. A low-complexity ordered statistic decoding of short block codes[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(2): 400-403.
- [20] WANG Q F, CHEN Y Z, LIANG J F, et al. A new joint source-channel coding for short-packet communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(1): 28-37.
- [21] WANG Q F, CHEN Y Z, LIANG J F, et al. A new joint source-channel coding in the short blocklength regime[C]//2023 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE, 2023: 1566-1571.
- [22] CHEN Y Z, LIANG J F, WANG Q F, et al. A new joint source-channel coding scheme with overlay spread spectrum transmission[C]//2023 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing. Piscataway: IEEE, 2024: 239-244.
- [23] 王义文, 王千帆, 马啸. 强干扰环境下无速率随机码编译码方案及其性能分析[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(10): 4017-4023.
WANG Y W, WANG Q F, MA X. Rateless random coding scheme and performance analysis in strong interference environments[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(10): 4017-4023. (in Chinese)
- [24] CAI S H, MA X. Twisted-pair superposition transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(9): 5663-5671.
- [25] 陈皓炜, 蔡穗华, 韦宝典, 等. 双耦合极化码及其编码调制方案[J]. 电子学报, 2022, 50(8): 1917-1924.
CHEN H W, CAI S H, WEI B D, et al. Dual coupled polar coded modulation[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(8): 1917-1924. (in Chinese)
- [26] HUANG Q, ZHANG B. Derivative descendants of cyclic codes and derivative decoding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2024, 70(4): 2395-2410.
- [27] SESHADRI N, SUNDBERG C E W. List Viterbi decoding algorithms with applications[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(234): 313-323.

- [28] MA X, LIANG C L, HUANG K C, et al. Block Markov superposition transmission: Construction of big convolutional codes from short codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2015, 61(6): 3150-3163.
- [29] LIANG C L, MA X, ZHUANG Q T, et al. Spatial coupling of generator matrices: A general approach to design good codes at a target BER[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(12): 4211-4219.
- [30] Internetworking Forum OIF. Implementation agreement 400ZR [EB/OL]. (2020-03-10)[2025-08-20]. https://www.oiforum.com/wp-content/uploads/OIF-400ZR-01.0_reduced2.pdf.
- [31] CHANG F, YU R C. Relative cost analysis on IM-DD vs coherent for 800G-LR 10km[EB/OL]. (2022-11-02)[2025-08-20]. https://grouper.ieee.org/groups/802/3/df/public/22_11/chang_3df_01a_2211.pdf.
- [32] LEI Y, CHEN B, LIGA G, et al. Improved decoding of staircase codes: The soft-aided bit-marking (SABM) algorithm[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(12): 8220-8232.
- [33] International Telecommunication Union. Interfaces for the optical transport network (OTN) (ITU-T Recommendation G.709)[EB/OL]. (2020-10-12)[2025-08-20]. <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.709/>.
- [34] International Telecommunication Union. Forward error correction for high bit rate DWDM submarine systems(ITU-T Recommendation G.975.1)[EB/OL]. (2004-02-22)[2025-08-20]. <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.975.1/en>.
- [35] YUAN P H, COŞKUN M C. Successive cancellation ordered search decoding of modified G_N -coset codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(6): 3141-3154.

作者简介



钟卓宏 男,2002年10月生.广东惠州人.毕业于中山大学计算机学院.主要研究方向为信道编码.
E-mail: zhongzh33@mail2.sysu.edu.cn



宋林琦 男,1983年2月生.吉林通化人.香港城市大学副教授.主要研究方向为人工智能和信息通信等.
E-mail: linqi.song@cityu.edu.hk



王千帆 男,1992年2月生.河南焦作人.香港城市大学博士后.主要研究方向为信道编码及其在无线通信中的应用.
E-mail: wangqf26@mail.sysu.edu.cn



马 啸 男,1968年10月生.河南焦作人.中山大学教授.主要研究方向为信息与编码理论编码调制技术、无线通信和光通信等.
E-mail: maxiao@mail.sysu.edu.cn



王义文 男,1998年3月生.广东肇庆人.中山大学计算机学院博士.主要研究方向为信息论与编码.
E-mail: wangyw93@mail2.sysu.edu.cn