

GU Xuechen, FAN Yanan, YAN Yi, LI Xue, YAO Xiujuan. A Maximum A-posteriori Probability Decoding Algorithm for the CCSDS Punctured Convolutional Codes (in Chinese). *Chinese Journal of Space Science*, 2026, 46(3): 827–835. CSTR:32142.14.cjss.2025–0058. DOI:10.11728/cjss2026.03.2025–0058

一种用于 CCSDS 凿孔卷积码的最大后验概率译码算法*

顾雪晨^{1,2} 范亚楠¹ 闫毅¹
李雪¹ 姚秀娟¹

1(中国科学院国家空间科学中心 北京 100190)

2(中国科学院大学 北京 101408)

摘要 针对 CCSDS 标准中凿孔后的卷积码在维特比译码算法下存在编码增益损失的问题, 提出了用于该码型的一种最大后验译码算法, 通过在网格图上进行似然信息的前向和后向更新, 获得每个输入信息位的最大后验对数似然比信息, 降低由凿孔所带来的信道似然信息丢失, 从而提升凿孔卷积码的译码性能. 仿真分析结果表明, 本文所提译码算法可降低 CCSDS 凿孔卷积码的误比特率, 提升编码增益, 且码率越高, 误比特率降低越显著, 相比于维特比译码算法, 在 5/6 和 7/8 码率下, 所提算法可将编码增益分别提升 0.2 dB 和 0.6 dB, 其计算复杂度与 Viterbi 译码算法相当, 具有较好的实际工程应用价值, 可用于提升现有空间通信系统的可靠性.

关键词 CCSDS, 凿孔卷积码, 最大后验概率, 信道编译码

中图分类号 V443+.1, TN911.22

A Maximum A-posteriori Probability Decoding Algorithm for the CCSDS Punctured Convolutional Codes

GU Xuechen^{1,2} FAN Yanan¹ YAN Yi¹
LI Xue¹ YAO Xiujuan¹

1(National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

2(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 101408)

Abstract CCSDS punctured convolutional codes suffer from bit-error-rate performance degradation using the Viterbi decoding algorithm. Aiming at this issue, this paper proposed a maximum a-posteriori

* 国家重点研发计划项目 (2021YFC3090204, 2022YFF0503904) 和中国科学院青年创新促进会基金项目 (E3217A05) 共同资助

2025-04-14 收到原稿, 2025-07-14 收到修定稿

©The Author(s) 2026. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License
(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

probability decoding algorithm for these codes. The algorithm takes a forward and backward update process of the likelihood messages based on the trellis graph, to obtain the maximum a-posteriori log-likelihood ratio for the corresponding input bits, reducing the loss of channel likelihood information caused by puncturing, thereby improving the performance of the punctured convolutional code. As shown by the simulation results, the proposed algorithm can achieve an even lower bit-error-rate for the CCSDS punctured convolutional codes and improve the encoding gain, and the higher the code rate, the more significant the bit error rate reduction. Compared with the Viterbi decoding algorithm, the proposed decoding algorithm provides a coding gain of about 0.2 dB and 0.6 dB for code rates of 5/6 and 7/8 respectively. Its computational complexity is comparable to that of the Viterbi decoding algorithm, thus it has good engineering application value, which can be used to improve the reliability of existing space telecommunication systems.

Key words CCSDS, Punctured convolutional code, Maximum a-posteriori probability, Channel coding

0 引言

卷积码 (Convolutional Code, CC) 最早由 Elias 于 1955 年提出, 其编码可以看作是对输入序列在二元域内做一定深度的卷积操作, 因此而得名. 卷积编码可由状态转移图来表示, 本质上是一种马尔科夫过程, 可用网格 (Trellis) 图来表示. 若将经过信道后接收到的序列作为观测, 则可以认为 Trellis 图与隐马尔科夫链等价^[1]. 维特比 (Viterbi) 译码算法被提出后, 卷积码以其简单的结构和优异的性能被广泛应用于各类通信系统中. 2000 年以后, 虽然卷积码逐步被性能更好的 Turbo 码、LDPC 码和 Polar 码所替代, 但在短包通信^[2-7]、深空激光通信^[8,9]、新型信道编码设计方面^[10,11], 卷积码仍然有着重要的研究和应用价值. 近年来, 卷积码也被用于隐蔽通信^[12]、量子纠错^[13]、随机网络编码^[14].

删除卷积编码序列中的一部分比特可以获得高码率的卷积编码, 即凿孔卷积码^[15], 可以提高卷积编码效率. 通常采用周期性的凿孔模式来进行凿孔, 以利于硬件实现, 设计良好的凿孔模式可获得优异的误比特性能^[16]. 例如国际空间数据系统咨询委员会 (Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS) 遥测标准中即采用了一组多码率的凿孔卷积码^[17].

Viterbi 译码算法是凿孔卷积码的标准译码算法, 是一种基于最大似然的序列译码. 为了能够实现级联卷积码的迭代译码, 文献 [18] 提出了软输出 Viterbi 译码算法 (Soft Output Viterbi Algorithm, SOVA), 在

输出最优序列的同时给出了对应比特的可靠性信息, 以此作为下一阶段译码的软输入. SOVA 也被用于调制与编码的迭代译码、信道的迭代均衡^[18,19]等. 双向 SOVA (Bi-SOVA) 在原有 SOVA 算法的基础上引入了后向递归过程^[20], 由于提供了额外的可靠性信息, 因此进一步提升了译码性能, 代价是比 SOVA 的复杂度翻了一倍.

与 Viterbi 译码算法不同, BCJR 算法 (Bahl-Cock-Jelinek-Raviv algorithm) 是一种基于最大后验的译码算法^[21,22], 可实现卷积码的最优译码, 最小化误比特率, 但由于 BCJR 译码复杂度极高, 在卷积译码中并未得到实际应用. 因 BCJR 算法本身的软输入-软输出特性, 可便于进行迭代译码, 后续在 Turbo 码的译码中得到了广泛应用与优化. BCJR 算法的对数域形式称为 Log-MAP 算法^[23], 该算法将大量的乘法运算转换为加法运算, 以便于工程实现. Log-MAP 算法仍然涉及复杂的非线性运算, 因此又提出了 Max-Log-MAP 算法^[24], 通过近似计算进一步降低了算法的复杂度, 相对于 Log-MAP 算法仅存在约 0.2 dB 的性能损失.

研究发现, 相对于非凿孔卷积码, 凿孔卷积码的 Viterbi 译码存在性能损失, 尤其是对于高码率卷积码, 这种损失更为明显. 本文针对该问题, 借鉴 Turbo 分量码的译码方法, 提出一种适用于 CCSDS 凿孔卷积码的最大后验概率译码算法, 通过前向-后向信息更新, 获取每个输入位置对应的后验概率, 从而降低由凿孔引入的译码性能损失.

1 Viterbi 译码性能损失

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{2R} - 1}{2R}. \quad (1)$$

1.1 CCSDS 凿孔卷积码

CCSDS 标准中采用的卷积码^[17]是一种基于前馈卷积的非系统卷积码, 如图 1 所示, 其约束长度为 7, 上下两支路卷积器的连接向量用八进制可分别表示为 177 和 133.1 bit 输入信息经过 6 个移位寄存器卷积输出 2 bit 的码字, 形成基础码率为 1/2 的卷积编码, 在此基础上经过 4 种模式的周期性凿孔, 分别生成码率为 2/3, 3/4, 5/6 和 7/8 的高码率卷积码, 进而提升空间信道的传输效率.

表 1 给出了对应几种高码率卷积码的不同凿孔模式, 其中 0 表示该位置处的符号不传输, 即该符号被凿掉.

1.2 基于 Viterbi 译码的性能分析

CCSDS 标准建议的卷积码译码算法为 Viterbi 译码算法^[25]. Viterbi 算法以接收到的信道似然信息为测度, 在 Trellis 图中以动态规划的方式寻找最优路径, 最大化信道似然信息, 并以此路径对应的输入序列为最终的译码输出结果. 在寻找最优路径的过程中, 由于只涉及简单的比较操作, 并且在每个状态分支处仅存储了最优的状态信息, 因此 Viterbi 算法可在较小的复杂度下获得可观的译码性能.

仿真了信息位长度为 8920 bit 的凿孔卷积码的误比特率 (Bit Error Rate, BER) 曲线, 所有曲线均采用浮点运算, 在二进制相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 调制和加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 信道条件下获得, 如图 2 所示. 下面以香农限为基准, 分析 Viterbi 译码算法的性能.

由文献 [26] 可知, 在连续输入 (即输入符号为在实数空间取值的连续量) 的条件下, 当码率为 R 时, 要达到无误码传输需要的最低信噪比 (E_b/N_0) 为

由式 (1), 根据洛必达法则可知, 当码率 R 趋近于 0 时, E_b/N_0 趋近于 $\ln 2$, 即 -1.5917 dB, 这是实现无误码传输的理论极限香农限. 表 2 给出了对应 CCSDS 卷积码 5 种不同码率的连续输入香农限. 连续输入香农限对信号的调制方式与波形无任何限制, 是任意物理实现理论上可达到的最低性能极限.

表 2 也给出了在误比特率达到 10^{-6} 时 Viterbi 译码所需要的 E_b/N_0 , 以及与连续输入香农限之间的差距. 由表 2 可知, 相对于 1/2 码率 (不凿孔), 除了 2/3 码率下距离香农限减小了约 0.1 dB 以外, 其他三种码率下, 距离相应的香农限均有不同程度的恶化, 且凿孔越多、码率越高, 恶化越严重, 3/4, 5/6 和 7/8 码率下相对于非凿孔的情况, 距离香农限分别恶化了 0.12, 0.51, 1.19 dB.

当限定输入为二进制数时, 输入符号仅存在两种取值可能, 例如 BPSK 调制中, 任意输入符号的取值被约束为 -1 或 1, 此时对应的香农限为二进制输入香农限, 反映了二进制调制理论上能达到的最低极限. 本文采用文献 [27] 中的方法获得了 CCSDS 卷积码 5 种不同码率的二进制输入香农限的理论误比特率曲线作为图 2 的对比基线.

表 3 将 Viterbi 译码门限 ($BER=10^{-6}$) 与二进制输入香农限做了对比. 由于限定了输入数据形态, 二进制香农限相对于连续输入香农限是一种更紧的理论边界, 其得出的无误码传输所需的 E_b/N_0 更高, 因此由表 3 可见, 在四种凿孔码率下, 凿孔码距离香农限的差距, 相对于非凿孔码距离香农限的差距均有所减小, 但是凿孔最多的 7/8 码率相较于其他凿孔较少的三种码率, 距离香农限仍存在约 0.3 dB 的性能恶化.

综上所述可知, CCSDS 卷积码虽然通过凿孔提

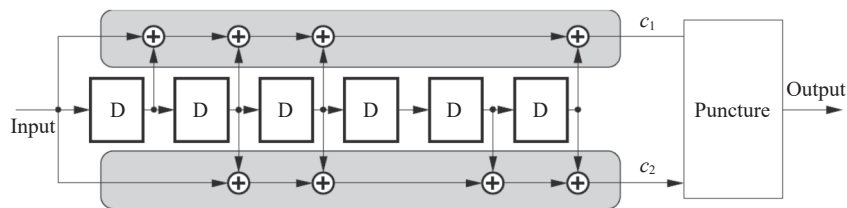


图 1 CCSDS 凿孔卷积码编码

Fig. 1 Encoder block diagram for the punctured CCSDS convolutional codes

表 1 CCSDS 凿孔卷积码的凿孔模式
Table 1 Puncturing patterns for the CCSDS
punctured convolutional code rates

凿孔模式 1: 传输比特 0: 不传输比特	码率
$c_1: 1\ 0$ $c_2: 1\ 1$	2/3
$c_1: 1\ 0\ 1$ $c_2: 1\ 1\ 0$	3/4
$c_1: 1\ 0\ 1\ 0\ 1$ $c_2: 1\ 1\ 0\ 1\ 0$	5/6
$c_1: 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1$ $c_2: 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0$	7/8

表 2 不同码率 CCSDS 卷积码性能与连续
输入香农限的差距
Table 2 Distances from the continuous input
Shannon limit for different code rate CCSDS CCs

码率	连续输入 香农限/dB	所需最低 信噪比/dB	差距/dB
1/2	0.00	4.75	4.75
2/3	0.57	5.22	4.65
3/4	0.86	5.73	4.87
5/6	1.16	6.42	5.26
7/8	1.31	7.25	5.94

表 3 不同码率 CCSDS 卷积码性能与二进
制输入香农限的差距
Table 3 Distances from the binary input Shannon
limit for different code rate CCSDS CCs

码率	二进制输入 香农限/dB	所需最低 信噪比/dB	差距/dB
1/2	0.19	4.75	4.56
2/3	1.06	5.22	4.16
3/4	1.63	5.73	4.10
5/6	2.37	6.42	4.05
7/8	2.85	7.25	4.40

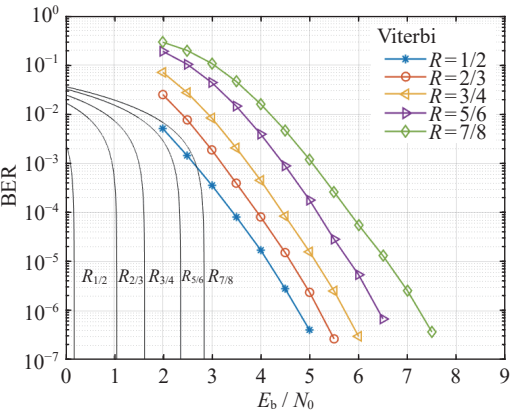


图 2 CCSDS 不同码率卷积码 Viterbi 译码误
比特率曲线 (信息位长度为 8920)

Fig. 2 BER of the punctured CCSDS convolutional
codes under Viterbi decoding algorithm
(information length is 8920)

高了编码效率,但同时也丢失了相应的似然信息.随着码率的提高,似然信息丢失得越多,因此凿孔越多,卷积码在基于最大似然概率的 Viterbi 译码算法下的性能恶化越明显.

2 卷积码 Trellis 图与最大后验
概率译码算法

针对 CCSDS 凿孔卷积码在 Viterbi 译码算法下存在性能恶化的问题,借鉴 Turbo 码分量码的译码方法,提出一种针对 CCSDS 凿孔卷积码的最大后验概率译码算法.该算法通过在 Trellis 图上进行似然信息的前向-后向更新,获取每个输出比特在接收到整个编码块条件下的最大后验概率,并通过比较运算输

出判决信息,在降低算法复杂度的同时提升了凿孔卷积码的译码性能.

2.1 卷积码的 Trellis 图

这里所提算法涉及的 Trellis 图,即卷积码的 Trellis 图,是一种基于状态转移的马尔科夫链,如图 3 所示,其中状态 S_i 为移位寄存器中的比特,且 $S_i \in \{S_0, S_1, S_2, \dots, S_{M-1}\}$,下标 i 为寄存器值的十进制表示. CCSDS 卷积码移位寄存器位数为 6,因此 $M = 64$,即每个时刻(分支)下的状态有 64 种取值的可能.图中相邻时刻状态间的连线表示在当前状态下,编码器输入比特 u_k ,转移到下一状态,并且编码器输出 $C_k = (c_{k1}, c_{k2})$,其中 $k = 0, 1, \dots, L - 1$, L 为编码块输入的信息位长度.

Trellis 图中的各个数学符号定义如下.

$\alpha_k(S_i)$: 前向信息,即在之前接收到的所有信号
的条件下, k 时刻状态为 S_i 的概率.

$\beta_k(S_i)$: 后向信息,即在未来接收到的所有信号
的条件下, k 时刻状态为 S_i 的概率.

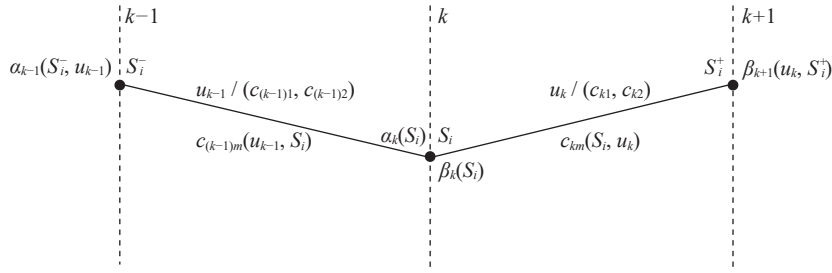


图 3 卷积码的 Trellis 图及符号定义

Fig. 3 Trellis graph for CC and the definition of the notations

$\alpha_{k-1}(S_i^-, u_{k-1})$: 表示上一个状态 S_i^- 的前向信息, 且该信息经由输入信息 u_{k-1} 到达当前状态 S_i .

$\beta_{k+1}(u_k, S_i^+)$: 表示下一个状态 S_i^+ 的后向信息, 且该状态是由当前状态 S_i 经由输入信息 u_k 到达.

$c_{(k-1)m}(u_{k-1}, S_i)$: 经由输入信息 u_{k-1} 到达当前状态 S_i 时的编码输出码字, $m = 1, 2$.

$c_{km}(S_i, u_k)$: 在当前状态 S_i 下, 经由输入信息 u_k 到达下一个状态 S_i^+ 时的编码输出码字.

2.2 最大后验译码算法

现有的最大后验概率译码算法, 例如 Log-MAP 算法和 Max-Log-MAP 算法, 因其输出为比特 LLR 信息, 常被用于实现 Turbo 码分量码间的迭代译码. 而凿孔卷积码的译码不涉及迭代过程, 无需计算每个比特的 LLR 信息. 鉴于此, 本文在 Max-Log-MAP 算法的基础上, 提出了一种用于凿孔卷积码的最大后验译码算法, 该算法将比特对数似然信息的计算简化为递归比较运算, 实现对凿孔卷积码的最大后验译码, 可在保证译码性能的同时降低计算复杂度.

在 BPSK 调制和 AWGN 信道的条件下, 这里给出所提算法的具体公式和译码过程. CCSDS 卷积编码输出按式 (2) 进行 BPSK 调制, 生成编码序列 $X_k = (x_{k1}, x_{k2})$, x_{km} 的表达式为

$$x_{km} = 1 - 2c_{km}. \quad (2)$$

其中, $m = 1, 2$. 然后经过 AWGN 信道, 输出接收端收到的软信息形态的编码码字 $Y_k = (y_{k1}, y_{k2})$, y_{km} 的表达式为

$$y_{km} = x_{km} + n_m. \quad (3)$$

其中, n_m 为独立的服从均值为 0、方差为 $N_0/2$ 正态分布的随机变量, N_0 为单边噪声功率谱密度, Y_k 对应的对数似然比信息 (LLR) λ_{km} 为

$$\lambda_{km} = \begin{cases} \frac{4y_{km}}{N_0}, & y_{km} \text{ 被传输;} \\ 0, & y_{km} \text{ 被凿孔.} \end{cases} \quad (4)$$

计算所有时刻的前向信息, 有

$$\alpha_k(S_i) = \max_{u_{k-1}} \left\{ \alpha_{k-1}(S_i^-, u_{k-1}) + \sum_{m=1}^2 c_{(k-1)m}(u_{k-1}, S_i) \lambda_{(k-1)m} \right\}. \quad (5)$$

其初始化为

$$\alpha_0(S_i) = \begin{cases} 0, & S_i = S_0; \\ -\infty, & S_i \neq S_0. \end{cases} \quad (6)$$

计算所有时刻的后向信息, 有

$$\beta_k(S_i) = \max_{u_k} \left\{ \beta_{k+1}(u_k, S_i^+) + \sum_{m=1}^2 c_{km}(S_i, u_k) \lambda_{km} \right\}. \quad (7)$$

其初始化为

$$\beta_L(S_i) = \begin{cases} 0, & S_i = S_0; \\ -\infty, & S_i \neq S_0. \end{cases} \quad (8)$$

当得到所有时刻的前向信息和后向信息后, 计算任意时刻状态转移的后验概率 $\sigma_k(S_i, u_k)$, 其表达式为

$$\sigma_k(S_i, u_k) = \alpha_k(S_i) + \sum_{m=1}^2 c_{km}(S_i, u_k) \lambda_{km} + \beta_{k+1}(u_k, S_i^+). \quad (9)$$

Max-Log-MAP 算法根据 $\sigma_k(S_i, u_k)$ 计算每个输出比特的后验概率, 并将结果作为下一轮迭代的输入. 其对数似然形式 λ_k^A 为

$$\lambda_k^A = \lg \left\{ \frac{\sum_{S_i} e^{\sigma_k(S_i, 0)}}{\sum_{S_i} e^{\sigma_k(S_i, 1)}} \right\}. \quad (10)$$

本文所提算法通过比较运算直接进行判决输出, 获取最终译码输出, 其表达式为

$$u'_k = \begin{cases} 0, & \max_{S_i} \{\sigma_k(S_i, 0)\} \geq \max_{S_i} \{\sigma_k(S_i, 1)\}; \\ 1, & \text{else.} \end{cases} \quad (11)$$

由式 (11) 可以看出, 所提算法可通过两两递归比较实现, 工程实现友好, 避免了 Max-Log-MAP 算法所需要的查表运算, 在不损失译码性能的同时降低了计算复杂度. 凿孔卷积码最大后验译码算法的具体步骤如下.

凿孔卷积码的最大后验概率译码算法 (The proposed MAP)

输入: λ_{km}

输出: u'_k

初始化: 按式(6)、(8)对 $\alpha_0(S_i)$ 、 $\beta_L(S_i)$ 进行初始化

1 for $k=1$ to L do

2 按式(5)依次计算前向信息 $\alpha_k(S_i)$

3 end

4 for $k=L$ to 1 do

5 按式(7)依次计算后向信息 $\beta_k(S_i)$

6 end

7 for $k=0$ to $L-1$ do

8 按式(9)计算 $\sigma_k(S_i, u_k)$

9 按式(11)对每个输入比特进行判决输出

10 end

2.3 算法复杂度分析

与 Viterbi 译码算法不同, 本文所提的算法需要存储每个时刻所有状态的前向信息和后向信息, 而 Viterbi 算法仅需存储当前时刻所有状态的最优似然信息. 此外, 所提算法通过递归比较运算进行判决输出, 避免了 Max-Log-MAP 算法中计算比特对数似然信息所需要的查表运算, 降低了计算的复杂度.

令 (n, k, v) 表示一类卷积码, 其中 k 和 n 分别表示输入和输出比特位数, v 表示约束长度, L 为 k 维输入信息序列长度, 这里称之为编码块长度. Bi-SOVA 算法是基于 Viterbi 译码算法的软输出译码算法, 并且也包含了前向信息和后向信息的更新, 因此本文也对其复杂度进行了对比分析.

表 4 给出了 Viterbi, Bi-SOVA, Max-Log-MAP 和本文所提算法的计算复杂度和存储复杂度对比.

由表 4 可知, 这四种算法的整体复杂度从小到大排序依次为 Viterbi, Bi-SOVA、本文算法、Max-Log-MAP 算法. Bi-SOVA 算法由于进行了双向递归, 加法运算比 Viterbi 多了 1 倍, 同时为了计算比特可靠性信息, 又额外增加了一定的比较运算和存储空间. 相比于 Max-Log-MAP 算法, 本文算法无需进行查表运算, 仅增加了 1 倍的比较运算, 计算复杂度较低.

Viterbi 译码算法和本文所提算法所需的加法次数均随输入位数和约束长度呈指数增长关系, 比较运算仅与约束长度呈指数增长关系, 所提算法的加法运算比 Viterbi 算法的加法运算多 4 倍, 比较运算比 Viterbi 算法的比较运算多 4 倍. 在存储复杂度方面, 本文算法所需要的存储空间是 Viterbi 算法的 L 倍.

整体而言, 所提算法在计算复杂度方面与 Viterbi 译码算法处于同等量级, 仅略有增加; 在存储复杂度方面比 Viterbi 译码算法增加了 L 倍的存储空间, 与编码块长度呈线性增长关系. 由于无需进行查表运算, 本文算法的计算复杂度比 Max-Log-MAP 算法低, 更有利于工程实现.

3 性能仿真

采用上述提出的最大后验概率译码算法, 对 CCS-DS 标准中经过凿孔的卷积码的误码性能进行了仿真分析, 仿真条件与 1.2 节中图 2 的条件保持一致.

图 4~7 分别给出了码率为 2/3, 3/4, 5/6 和 7/8

表 4 算法复杂度对比
Table 4 Comparison of algorithm complexity

算法	加法	比较	查表	存储
Viterbi	$L \times 2^k \times 2^{v-1}$	$L \times 2^{v-1}$	0	2^{v-1}
Bi-SOVA	$L \times 2^k \times 2^v$	$(L+v) \times 2^{v-1}$	0	$2^{v-1} + L$
Max-Log-MAP	$L \times 2^k \times 2^{v+1}$	$L \times 2^v$	$L \times 2^k \times 2^{v-1}$	$L \times 2^{v-1}$
本文算法	$L \times 2^k \times 2^{v+1}$	$L \times 2^{v+1}$	0	$L \times 2^{v-1}$

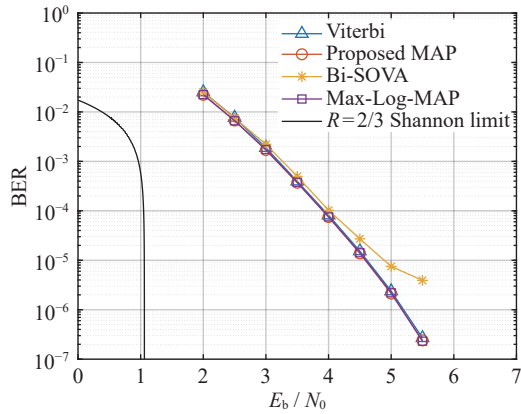


图 4 不同译码算法的 2/3 码率 CCSDS 卷积码误比特率特性

Fig. 4 BER curves for 2/3 CCSDS CC using the proposed algorithm

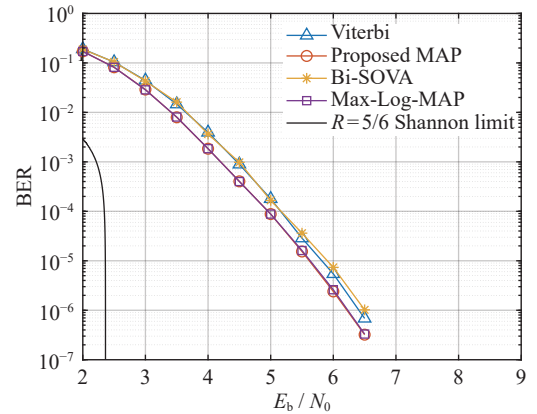


图 6 不同译码算法的 5/6 码率 CCSDS 卷积码误比特率特性

Fig. 6 BER curves for 5/6 CCSDS CC using the proposed algorithm

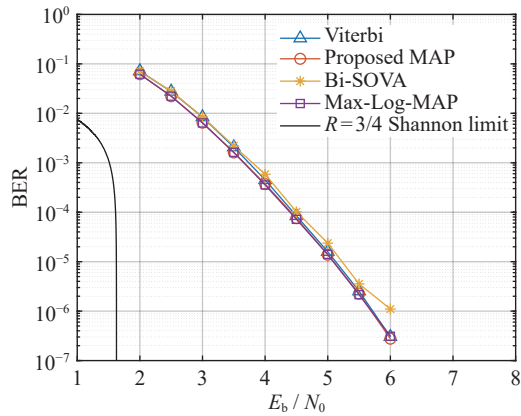


图 5 不同译码算法的 3/4 码率 CCSDS 卷积码误比特率特性

Fig. 5 BER curves for 3/4 CCSDS CC using the proposed algorithm

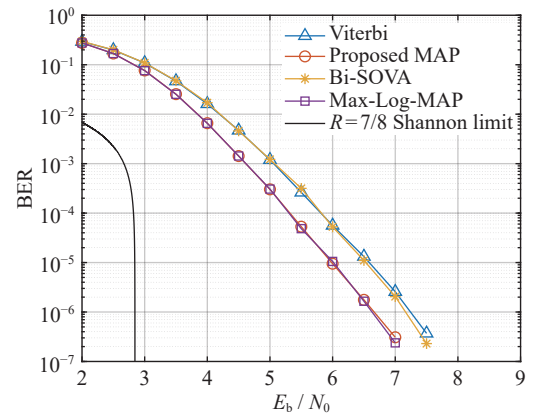


图 7 不同译码算法的 7/8 码率 CCSDS 卷积码误比特率特性

Fig. 7 BER curves for 7/8 CCSDS CC using the proposed algorithm

的 CCSDS 凿孔卷积码, 采用所提算法进行译码得到误比特率曲线. 为了便于对比分析, 这些图中也给出了 Viterbi 算法、Bi-SOVA 算法、Max-Log-MAP 算法的误比特率曲线, 并且给出了对应码率下的二进制输入香农限.

由图 4~7 可知, 2/3 码率和 3/4 码率时, Viterbi 算法的译码性能优于 Bi-SOVA 算法, 在高信噪比区间, Bi-SOVA 出现了明显的误码平台; 随着凿孔增多, 码率变大, Bi-SOVA 算法的译码性能逐渐接近 Viterbi 译码, 7/8 码率下, Bi-SOVA 的性能比 Viterbi 的略有提升.

如图 4~7 所示, 对于 CCSDS 这几种码率的凿孔卷积码, 本文所提的最大后验译码算法与 Max-Log-MAP 算法的译码性能相当, 均优于 Viterbi 算法的性能, 且随着码率的增大 (凿孔增多), 性能提升越明显, 尤其是在码率为 5/6 和 7/8 时, 本文算法比 Viterbi 译码算法可分别获得约 0.2 dB 和 0.6 dB 的编码增益 ($\text{BER}=1 \times 10^{-6}$).

同时, 由图 4~7 可见, 高码率下, Viterbi 算法的译码性能距离香农限将大于 4 dB, 尤其当码率为 7/8 时, Viterbi 算法的性能距离香农限达到了约 4.4 dB, 而本文所提算法可将码率 5/6 和 7/8 的

CCSDS 卷积码的性能保持在距离香农限 4 dB 以内。

4 结论

针对 CCSDS 标准中凿孔后的高码率卷积码在 Viterbi 译码算法下存在性能恶化的问题, 提出了一种最大后验概率译码算法, 通过在 Trellis 图上进行似然信息的前向更新和后向更新, 获取基于整个接收编码块条件下每个输入信息位的后验概率, 通过递归比较运算输出判决信息, 比原有 Max-Log-MAP 最大后验译码算法降低了计算复杂度, 同时保持了相当的译码性能。所提算法在一定程度上缓解了凿孔操作带来的似然信息丢失的不利影响, 提升了凿孔卷积码的译码性能。

仿真结果表明, 相比 Viterbi 译码算法, 所提算法对于 CCSDS 凿孔卷积码的译码性能更优, 当凿孔到码率为 5/6 和 7/8 时, 所提算法可分别获得 0.2 dB 和 0.6 dB 的编码增益改善, 且其计算复杂度与 Viterbi 译码算法相当, 是一种具有较好实际工程应用价值的方法, 可用于提升现有空间通信系统的传输可靠性。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突。

参考文献

- [1] VITERBI A J. A personal history of the Viterbi algorithm[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2006, **23**(4): 120-142
- [2] CAI Suihua, WANG Yiwen, BAI Baoming, *et al.* Channel coding techniques for ultra-reliable and low-latency communication[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2025, **53**(2): 629-644 (蔡德华, 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)
- [3] RACHINGER C, HUBER J B, MULLER R R. Comparison of convolutional and block codes for low structural delay[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, **63**(12): 4629-4638
- [4] COŞKUN M C, DURISI G, JERKOVITS T, *et al.* Efficient error-correcting codes in the short block length regime[J]. *Physical Communication*, 2019, **34**: 66-79
- [5] ZHAO Ziwei. Research on Efficient Decoding Algorithms for PAC Codes[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2024 (赵子伟. 极化调整卷积码的高效译码算法研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2024)
- [6] ARKAN E. From sequential decoding to channel polarization and back again[OL]. arXiv preprint arXiv: 1908.09594, 2019. DOI: [10.48550/arXiv.1908.09594](https://doi.org/10.48550/arXiv.1908.09594)
- [7] GUO Wangmei, LIU Dandan, CHEN Qi, *et al.* Binary sparse convolutional erasure correction coding[J]. *Journal of Xidian University*, 2023, **50**(3): 112-121 (郭网媚, 刘丹丹, 陈琦, 等. 二元稀疏卷积纠删码 [J]. *西安电子科技大学学报*, 2023, **50**(3): 112-121)
- [8] MOISION B, HAMKINS J. Coded modulation for the deep-space optical channel: serially concatenated pulse-position modulation[J]. *The Interplanetary Network Progress Report*, 2005, **42**(161): 1-26
- [9] XIANG Jinsong, CHEN Huairou. Research on the performance of error correction codes based on convolutional code and accumulative code modulation cascade under QAM modulation[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2023, **44**(6): 924-930 (向劲松, 陈怀柔. QAM 调制下基于卷积码与累加编码调制级联的纠错码性能研究 [J]. *半导体光电*, 2023, **44**(6): 924-930)
- [10] WESEL R, ANTONINI A, WANG L F, *et al.* ELF codes: concatenated codes with an expurgating linear function as the outer code[C]//12th International Symposium on Topics in Coding (ISTC). Brest, France: IEEE, 2023: 1-5
- [11] HUG F, BOCHAROVA I E, JOHANNESSON R, *et al.* A rate $R=5/20$ Hypergraph-based woven convolutional code with free distance 120[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, **56**(4): 1618-1623
- [12] HE Qian. Research on Covert Communication Based on Convolutional Code[D]. Xi'an: Xidian University, 2023 (何倩. 基于卷积码的隐蔽通信技术研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2023)
- [13] FORNEY G D, GRASSL M, GUHA S. Convolutional and tail-biting quantum error-correcting codes[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, **53**(3): 865-880
- [14] WACHTER-ZEH A, STINNER M, SIDORENKO V. Convolutional codes in rank metric with application to random network coding[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2015, **61**(6): 3199-3213
- [15] YASUDA Y, KASHIKI K, HIRATA Y. High-rate punctured convolutional codes for soft decision viterbi decoding[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1984, **32**(3): 315-319
- [16] YAMAGUCHI K, NAKAJIMA A, NODA M. A simple design of puncturing pattern for symbol-wise viterbi decoding[C]//2022 IEEE 8th World Forum on Internet of Things (WF-IoT). Yokohama, Japan: IEEE, 2022: 1-6
- [17] The Consultative Committee for Space Data Systems. CCSDS TM Synchronization and Channel Coding: 131.0-B-5[S]. Washington: National Aeronautics and Space Administration, 2023: 9
- [18] HAGENAUER J, HOEHER P. A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications[C]//1989 IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition Communications Technology for the 1990s and Beyond. Dallas, TX, USA: IEEE, 1989: 1680-1686
- [19] GUO Z J, CAO L. SOVA decoded serially concatenated continuous phase modulations with binary markov sou-

- rice[C]//SoutheastCon 2025. Concord, NC, USA: IEEE, 2025: 753-758
- [20] CHEN J, FOSSORIER M P C, LIN S, *et al.* Bi-directional SOVA decoding for turbo-codes[J]. *IEEE Communications Letters*, 2000, 4(12): 405-407
- [21] BAHL L, COCKE J, JELINEK F, *et al.* Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (Corresp.)[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1974, 20(2): 284-287
- [22] WOODARD J P, HANZO L. Comparative study of turbo decoding techniques: an overview[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2000, 49(6): 2208-2233
- [23] ROBERTSON P, VILLEBRUN E, HOEHER P. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain[C]//Proceedings IEEE International Conference on Communications ICC'95. Seattle, WA, USA: IEEE, 1995: 1009-1013
- [24] CHANG Y C, LAIN J K. Improved decoding with the bi-directional SOVA for turbo codes[C]//2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference. Stockholm: IEEE, 2005: 673-677
- [25] The Consultative Committee for Space Data Systems. CCSDS 130.1-G-3 TM Synchronization and Channel Coding—Summary of Concept and Rationale[S]. Washington: National Aeronautics and Space Administration, 2020
- [26] COSTELLO D J, FORNEY G D. Channel coding: the road to channel capacity[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2007, 95(6): 1150-1177
- [27] BUTMAN S A, MCELIECE R J. The ultimate limits of binary coding for a wideband Gaussian channel[J]. *JPL Deep Space Network Progress Report*, 1974: 78-80

作者简介



顾雪晨 女, 2000 年 12 月出生于江苏省盐城市, 中国科学院国家空间科学中心硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信互联网、信道编译码等。
E-mail: guxuechen22@mailsucas.ac.cn



范亚楠 (通信作者) 男, 1991 年 1 月出生于河南省焦作市, 现为中国科学院国家空间科学中心副研究员、硕士生导师, 主要研究方向为空间通信组网、卫星通信、空间频谱感知等。
E-mail: fanyanan@nssc.ac.cn