

卫星物联网通信中基于信道容量的高效编码LoRa传输方案

余忠洋^{1,2}, 闫玉倩^{1,2}, 徐恒舟¹, 朱 海¹, 高继勋¹

(1.河南工程学院, 河南 郑州 451191;

2.河南工业大学, 河南 郑州 450001)

摘 要: 针对卫星物联网通信中的极低信噪比问题, 设计了一种基于信道容量的高效编码LoRa传输方案。首先给出了相应的编码LoRa传输系统模型; 接着推导出编码LoRa信号非相干解调的硬/软判决值, 分析基于非相干解调的编码LoRa系统的信道容量及可达码率, 由此建立了比特信噪比与理想信道容量、近似信道容量之间的关系; 最后仿真展示了不同扩频因子下编码LoRa系统的可达码率以及不同码率(包括最优可达码率)下基于理想度量与近似度量的编码LoRa系统性能。以Turbo码和汉明(Hamming)码为例, 在相同条件下的Turbo-LoRa传输方案较传统Hamming-LoRa表现出显著性能优势, 基于理想度量的低码率Turbo-LoRa较基于近似度量的低码率Turbo-LoRa性能提升约1 dB, 但前者复杂度远高于后者。这些结果对未来卫星物联网的可靠传输具有一定指导意义。

关键词: LoRa技术; 非相干解调; 信道容量; 卫星物联网; 6G通信

中图分类号: TN911.23

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025042

Efficient Coded LoRa Transmission Scheme Based on Channel Capacity in Satellite IoT Communication

YU Zhongyang^{1,2}, YAN Yuqian^{1,2}, XU Hengzhou¹, ZHU Hai¹, GAO Jixun¹

1. Henan University of Engineering, Zhengzhou 451191, China

2. Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China

Abstract: Considering the extremely low signal-to-noise ratio (SNR) issue in satellite internet of things (IoT) communications, an efficient coded LoRa transmission scheme based on channel capacity is proposed. First, the corresponding coded LoRa transmission system model is presented. Next, the hard/soft-decision values for non-coherent demodulation of coded LoRa signals are derived. Then, the channel capacity and achievable code rate of the coded LoRa system based on non-coherent demodulation are analyzed, resulting to the relationship between the bit SNR and ideal channel capacity, as well as approximate channel capacity. Finally, the achievable code rates of the coded LoRa system under different spreading factors is demonstrated by simulation, followed by the performance of the coded LoRa system based on ideal metric and approximate metric under different code rates (including the optimal achievable code rate). Taking Turbo and Hamming codes as examples, the Turbo-LoRa transmission scheme exhibits significant performance advantages over the traditional Hamming-LoRa under the same conditions. The Turbo-LoRa with low code-rates based on ideal metric has a performance gain of about 1dB compared to the same Turbo-LoRa based on approximate metric, while the complexity of the former is much higher than that of the latter. These results have certain guiding significance for the reliable transmission of future satellite IoT.

Keywords: LoRa technique, non-coherent demodulation, channel capacity, satellite IoT, 6G communication

收稿日期: 2025-08-27; 修回日期: 2025-09-23

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 62201198, No. 62172457); 河南省科技攻关项目 (No. 252102210230, No. 252102211109)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62201198, No. 62172457), Henan Key R&D and Promotion Projects (No. 252102210230, No. 252102211109)

0 引言

当前，5G通信技术的迅猛发展正引领物联网通信系统迈向新高度，为众多领域与行业拓展了颠覆性的应用前景^[1]。然而，在诸如海洋地区、广袤沙漠及偏远地域等特殊地理环境中，复杂地形与恶劣气候条件给地面物联网设施的部署与覆盖带来了巨大挑战，且地面通信设施易受地震、海啸、雷电等自然灾害的破坏，从而造成通信设施受损，导致通信中断。在未来6G通信中，面向空地海一体化的卫星物联网将实现全球无缝覆盖，为复杂环境下的物联网通信提供切实可行的解决方案^[2-3]，但卫星物联网的超远距离通信特性会引发严重的链路损耗，导致接收信号功率非常微弱，从而对通信系统的可靠性提出了更高要求。为此，高效编码与扩频调制技术成为了卫星物联网可靠通信的关键共性技术。在众多扩频调制技术中，LoRa因其低功耗、广覆盖与大连接等特性已成为全球物联网领域的主流技术之一^[4]，其本质上属于一种改进的线性调频（linear frequency modulation, LFM）技术。研究高效编码LoRa传输方案对于未来卫星物联网通信而言具有一定理论价值和现实意义。

关于LoRa技术的相关研究大多采用汉明（Hamming）码作为编码方案^[5-11]。然而，Hamming码的纠错能力与编码增益非常有限，难以满足卫星物联网在极低信噪比下的可靠通信需求。为此，研究者开始尝试将高效编码（如Turbo码）与LoRa技术结合，通过对比误码性能、译码阈值、交织方式及实现复杂度筛选出适用于卫星通信的候选编码^[12-16]。然而，传统LoRa的解调方法为硬判决解调或部分软判决解调，因而无法直接或更有效适配高效编码的译码方法。文献[12]量化分析了加性高斯白噪声（additive white gaussian noise, AWGN）信道下LoRa信号的非相干检测及其误差概率。文献[13]提出了一种正交二值峰差判决方法，将判决结果转化为软信息输入到Turbo译码器，相较于传统Hamming编码LoRa系统，其误码性能得到一定提升，但该方法并不能产生真正的“软”判决值。文献[14]提出了一种适用于编码频移键控（frequency shift keying, FSK）系统的软判决检测算

法，其产生的软判决值具有较高质量，但计算复杂度较高。文献[15]设计了一种Turbo编码交织LoRa传输方案，在降低误比特率的同时确保了较高频谱效率。实际上，LoRa技术可以视为一种基于Chirp脉冲的多进制FSK技术^[16]，因此文献[14]所提软判决检测算法可以通过适当变换后推广到编码LoRa系统中。此外，上述文献所使用的编码方案均未考虑对应LoRa软判决检测的最佳码率（或最低译码信噪比）。

鉴于以上问题，本文设计了一种高效编码LoRa传输方案，主要贡献如下。

（1）考虑卫星物联网上行传输链路，给出了编码LoRa系统的硬判决非相干解调和软判决非相干解调两种模型及对应的解调过程。

（2）考虑编码LoRa系统的软判决非相干解调机制，推导了其理想度和近似度量下的两种可达码率，并建立了两种度量下比特信噪比与信道容量的关系。

（3）以Hamming码和Turbo编码LoRa系统为例，仿真分析了不同扩频因子下理想度和近似度量的可达码率，以及不同可达码率（包括最优可达码率）下的编码LoRa系统性能，仿真结果验证了所提高效编码LoRa方案的有效性。

1 系统模型

考虑传输带宽为 B 的卫星物联网上行传输链路，其对应信道可以建模为准AWGN信道^[17]。假设该传输系统采用码率为 R 的信道编码和扩频因子（spreading factor, SF）为SF的LoRa调制。基于这些条件，相应的系统模型如图1所示。

由图1可知，该系统的处理流程可描述如下：首先，对数据比特流 $\{b_i\}$ 进行编码得到码字 $\{c_j\}$ ，再将码字 $\{c_j\}$ 进行符号映射（采用自然二进制映射）得到十进制符号序列 $\{d_k = \sum_{j=0}^{SF-1} c_{kj} \cdot 2^j\}$ ，然后将符号序列 $\{d_k\}$ 进行LoRa调制得到线性调频信号 $s_k = \{s_k(l)\}$ 。信号经准AWGN信道传输后得到接收信号 $r_k = \{r_k(l)\}$ 。此时接收信号 r_k 可

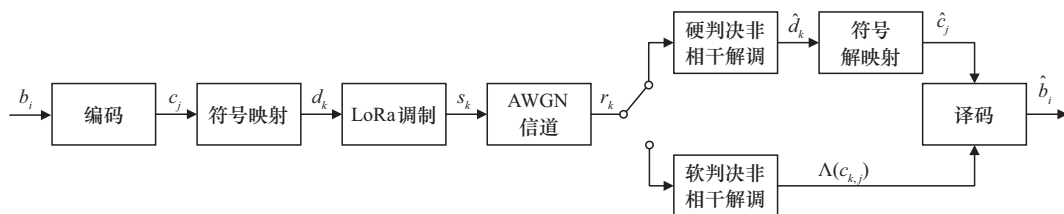


图1 系统模型

以通过以下两种方式实现非相干解调：其一为硬判决非相干解调，从而获得一个估计符号序列 $\{\hat{d}_k\}$ ，然后再进行符号解映射得到码字 $\{\hat{c}_j\}$ ，这种方法适用于 Hamming 码、BCH 码等编码方案；其二为软判决非相干解调，从而产生软判决值序列 $\Lambda(c_k) = \{\Lambda(c_{k,j})\}$ ，这种方法则适用于 Turbo 码、LDPC 码等编码方案。最后将得到的码字或软判决值进行译码操作，即可得到估计数据比特流 $\{\hat{b}_i\}$ 。

在第 k 个符号持续时间内，第 l 个接收线性调频信号可表示为：

$$r_k(l) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi l^2}{2M}} e^{j\frac{2\pi d_k l}{M}} e^{j\theta_k} + n_k(l) \quad (1)$$

其中， $M = 2^{\text{SF}}$ 是正交调频数， $k = 0, 1, \dots, N-1$ 是符号索引（其中 N 是传输的数据符号长度）， $l = 0, 1, \dots, M-1$ 是调频索引， θ_k 是符号时刻内的随机相位偏差， $d_k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 是由随机或预定义的 SF 个二进制数 $d_k[0] \sim d_k[\text{SF}-1]$ 构成的十进制值， $n_k(l)$ 是均值为 0、方差为 σ_n^2 的 AWGN。

为检测十进制值 d_k ，需要将式(1)与调频信号 $e^{-j\frac{2\pi l^2}{2M}}$ 相乘，以获得解调频信号：

$$\begin{aligned} z_k(l) &= r_k(l) \cdot e^{-j\frac{2\pi l^2}{2M}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\frac{2\pi d_k l}{M}} \cdot e^{j\theta_k} + n_k(l) \cdot e^{-j\frac{2\pi l^2}{2M}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j(2\pi d_k l/M + \theta_k)} + \tilde{n}_k(l) \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $\tilde{n}_k(l) \triangleq n_k(l) \cdot e^{-j\frac{2\pi l^2}{2M}}$ 仍为 AWGN。从上式可知，解调频信号 $z_k(l)$ 是一个相对于调频索引 l 的单音信号，故可以采用离散傅里叶变换（discrete fourier transform, DFT）检测出其携带的十进制值 d_k 。从上式易知，相位偏差 θ_k 会影响十进制值 d_k 检测性能。因此，若想实现 LoRa 信号的相干解调，需要先利用单个接收（导频）符号来估计相位偏差 θ_k ，再将其估计值补偿到接收信号 $r_k(l)$ 中。但对于卫星物联网通信，极低信噪比条件往往会造成相位偏差 θ_k 的准确估计变得非常困难。相较于相干解调，非相干解调因其对相位偏差等不利因素具备更强的鲁棒性，更适用于卫星物联网通信场景。

2 编码 LoRa 信号的非相干解调

本节将介绍两种基于 DFT 的非相干解调方法：第一种方法可以提供硬判决值，适用于 Hamming 码、RS 码等

编码方案；第二种方法可以提供软判决值，因而更适用于 Turbo 码、LDPC 码等编码方案。

(1) 基于 DFT 的硬判决非相干解调：可以通过 DFT 运算计算式(2)，从而产生一个频域信号 $Z_k(q)$ ，其形式为：

$$\begin{aligned} Z_k(q) &= \sum_{l=0}^{M-1} z_k(l) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi q l/M} \\ &= \sum_{l=0}^{M-1} \left[\frac{1}{\sqrt{M}} e^{j(2\pi d_k l/M + \theta_k)} + \tilde{n}_k(l) \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi q l/M} \\ &= e^{j\theta_k} \cdot \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} e^{-j[2\pi(q-d_k)l/M]} + \\ &\quad \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{n}_k(l) \cdot e^{-j2\pi q l/M} \\ &= e^{j\theta_k} \cdot \delta(q-d_k) + \tilde{N}_k(q) \end{aligned} \quad (3)$$

其中， $\tilde{N}_k(q) \triangleq \frac{\sum_{l=0}^{M-1} \tilde{n}_k(l) e^{-j2\pi q l/M}}{\sqrt{M}}$ 是噪声 $\tilde{n}_k(l)$ 的 DFT 结果， $\delta(\cdot)$ 是克罗内克三角级数。

然后，对 DFT 结果 $Z_k(q)$ 进行取模值操作，可进一步得到：

$$\begin{aligned} \bar{Z}_k(q) &= |Z_k(q)| \\ &= |e^{j\theta_k} \cdot \delta(q-d_k) + \tilde{N}_k(q)| \\ &= |\delta(q-d_k) + \tilde{N}_k'(q)| \end{aligned} \quad (4)$$

其中， $\tilde{N}_k'(q) \triangleq \tilde{N}_k(q) \cdot e^{-j\theta_k}$ 是频域噪声 $\tilde{N}_k(q)$ 的随机旋转结果。由式(4)可知，相位偏差 θ_k 不会再影响传输数据符号 d_k 的检测。

接下来，对取模值结果 $\bar{Z}_k(q)$ 求最大值，从而得到其峰值对应的索引，并用 q_k^* 表示，即：

$$\begin{aligned} q_k^* &= \arg \max_{q \in [0, M-1]} \{\bar{Z}_k(q)\} \\ &= \arg \max_{q \in [0, M-1]} \{|\delta(q-d_k) + \tilde{N}_k'(q)|\} \end{aligned} \quad (5)$$

此时， q_k^* 即为编码 LoRa 信号的硬判决值。

(2) 基于 DFT 的软判决非相干解调：根据式(3)中的频域信号 $Z_k(q)$ ，在 AWGN 信道下传输数据符号 d_k 所对应的接收信号对数似然概率可以表示为：

$$\begin{aligned} p(r_k | q = d_k) &= \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^M} e^{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \|r_k\|^2} \cdot I_0 \left(\frac{|Z_k(q=d_k)|}{\sigma_n^2} \right) \\ &= \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^M} e^{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \|r_k\|^2} \cdot I_0 \left(\frac{\bar{Z}_k(q=d_k)}{\sigma_n^2} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

其中， $r_k = \{r_k(l)\}$ 为第 k 个符号周期内的接收信号序列，

$I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} (x/2)^{2k} / (k!)^2$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数 (下文简称贝塞尔函数), $\bar{Z}_k(\cdot) = |Z_k(\cdot)| \in \mathbb{R}^+$ 为频域信号模值。式(6)中, 第一项为与 q 无关的归一化常数, 第二项是与 q 相关的重要度量。此外, 由式(6)易知 $\bar{Z}_k(q = d_k) = |1 + N'_k(d_k)|$, 这样就消除了相位偏差 θ_k 对传输数据符号 d_k 检测造成的影响。

然后, 使用 $i = 0, 1, \dots, \text{SF} - 1$ 来表示组成传输数据符号 d_k 的二进制比特流 $\{c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,\text{SF}-1}\}$ 中 $c_{k,i}$ 的索引, 并使用 $\Omega_{0,i} \subset \{0, 1, \dots, M-1\}$ 和 $\Omega_{1,i} \subset \{0, 1, \dots, M-1\}$ 分别表示按照自然映射得到的十进制数 $0 \sim M-1$ 所对应的二进制比特表示中, 第 i 个位置上取值为 “1” 和 “0” 的索引集。根据式(6), 可以得到传输数据符号 d_k 中第 i 个比特 $c_{k,i}$ 的解调对数似然比 (log-likelihood ratio, LLR) [18], 即:

$$\begin{aligned} \Lambda(c_{k,i}) &= \ln \frac{p(c_{k,i} = 1)}{p(c_{k,i} = 0)} = \ln \frac{\sum_{q \in \Omega_{1,i}} p(r_k | q = d_k)}{\sum_{q \in \Omega_{0,i}} p(r_k | q = d_k)} \\ &= \ln \frac{\sum_{q \in \Omega_{1,i}} I_0\left(\frac{\bar{Z}_k(q = d_k)}{\sigma_n^2}\right)}{\sum_{q \in \Omega_{0,i}} I_0\left(\frac{\bar{Z}_k(q = d_k)}{\sigma_n^2}\right)} \end{aligned} \quad (7)$$

此为编码LoRa信号的软判决值。

3 基于非相干解调的编码LoRa系统可达码率分析

本节将推导基于非相干解调的编码LoRa系统的信道容量, 并研究可靠传输下比特信噪比 E_b/N_0 与可达码率 R 间的关系。考虑图1所示的系统模型, 以传输数据符号 $d_k = 0$ 为例, 根据式(6)中的理想度量 $I_0(\bar{Z}_k(q)/\sigma_n^2)$ 可得到相应的信道容量:

$$\begin{aligned} C_{\text{opt}} &= \log_2 M - E_{r_k|q=0} \left(\log_2 \left(1 + \frac{\sum_{q=1}^{M-1} (\bar{Z}_k(q)/\sigma_n^2)}{I_0(\bar{Z}_k(q=0)/\sigma_n^2)} \right) \right) \\ &\approx \text{SF} - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\sum_{q=1}^{M-1} I_0(\bar{Z}_k(q)/\sigma_n^2)}{I_0(\bar{Z}_k(q=0)/\sigma_n^2)} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

此为理想度量下的信道容量。对于遍历性信道, 时间平均可以用统计平均替代, 由此得到式(8)的最后一个约等式。

接下来, 将对贝塞尔函数进行近似估计。考虑贝塞尔函数 $I_0(\alpha)$ 在 $\alpha = 0$ 处的一阶泰勒展开, 即:

$$I_0(\alpha) = 1 + \frac{\alpha^2}{4} + O(\alpha^4) \quad (9)$$

将式(9)的结果代入式(8)中的 $I_0(\bar{Z}_k(q)/\sigma_n^2)$ 和 $I_0(\bar{Z}_k(q=0)/\sigma_n^2)$, 可得:

$$I_0(\bar{Z}_k(q)/\sigma_n^2) = 1 + \frac{\bar{Z}_k(q)^2}{4\sigma_n^4} \approx \frac{\bar{Z}_k(q)^2}{4\sigma_n^4} \quad (10)$$

$$I_0(\bar{Z}_k(q=0)/\sigma_n^2) = 1 + \frac{\bar{Z}_k(q=0)^2}{4\sigma_n^4} \approx \frac{\bar{Z}_k(q=0)^2}{4\sigma_n^4} \quad (11)$$

其中, $\bar{Z}_k(q)$ 为近似度量。上述两式中约等式成立的条件是适中的信噪比, 这是因为当有噪声方差 $\sigma_n^4 \ll 1$, 则 $\bar{Z}_k(q)^2/4\sigma_n^4 \gg 1$ 和 $\bar{Z}_k(q=0)^2/4\sigma_n^4 \gg 1$ 。再将式(10)和式(11)的结果代入式(8)中可进一步得到:

$$\begin{aligned} C_{\text{app}} &\approx \log_2 M - E_{r_k|q=0} \left(\log_2 \left(1 + \frac{1}{4\sigma_n^4} \sum_{q=1}^{M-1} \bar{Z}_k(q)^2 \right) \right) \\ &= \text{SF} - F_{r_k|z=0} \left(\log_2 \left(1 + \frac{\sum_{q=1}^{M-1} \bar{Z}_k(q)^2}{\bar{Z}_k(q=0)^2} \right) \right) \\ &= \text{SF} - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\sum_{q=1}^{M-1} \bar{Z}_k(q)^2}{\bar{Z}_k(q=0)^2} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

显然, 式(12)消除了式(8)中噪声方差 σ_n^2 的影响, 称作近似度量下的信道容量。同样地, 对于遍历性信道, 时间平均可以用统计平均替代, 由此得到式(12)的最后一个等式。

进一步地, 考虑码率为 R 和扩频因子为 SF 的编码LoRa系统, 根据得到的信道容量 C_{opt} 和 C_{app} , 那么可靠传输对应的可达码率分别为:

$$R_{\text{opt}} = \frac{C_{\text{opt}}}{\text{SF}}, R_{\text{app}} = \frac{C_{\text{app}}}{\text{SF}} \quad (13)$$

给定扩频因子和符号信噪比 E_s/N_0 , 可以得到比特信噪比 E_b/N_0 与信道容量 C_{opt} 和 C_{app} 间的关系分别为:

$$\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{\text{opt}} = \frac{E_s}{N_0} \cdot 2^{-\text{SF}} \cdot C_{\text{opt}}^{-1}, \left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{\text{app}} = \frac{E_s}{N_0} \cdot 2^{-\text{SF}} \cdot C_{\text{app}}^{-1} \quad (14)$$

此外, 对于理想度量 (即式(8)) 与近似度量 (即式(12)) 的复杂度, 由于对数运算可以通过二分查找算法快速实现, 故暂不考虑对数运算带来的复杂度开销。以实乘运

算为例, 考虑贝塞尔函数 $I_0(\alpha)$ 在 $\alpha = 0$ 处的 m 阶泰勒展开 (理论上 m 可取无穷大, 实际仿真中 m 可以取很大的值), 那么理想度量的计算复杂度为 $O(m^2 NM)$; 而近似度量的计算复杂度为 $O(NM)$ 。显然, 理想度量的复杂度远高于近似度量。

4 仿真结果与分析

本节将对不同扩频因子下基于理想度量和近似度量非相干解调的编码 LoRa 系统可达码率以及不同码率 (包括最优码率) 下的误比特率 (bit error rate, BER) 性能进行仿真分析。需要说明的是, 本节所有仿真结果均采用 Matlab R2018b 软件并通过多次蒙特卡洛仿真得到, 其中 BER 表征编码 LoRa 系统在特定时间内传输数据的准确度, 其为一种统计平均值, 计算公式为错误比特总数与发送比特总数之比。考虑卫星物联网上行传输链路, 给出如下仿真条件。

仿真条件一: 考虑传输带宽 $B=125$ kHz, 传输数据长度 N 为 512, 扩频因子 SF 分别为 7、8、9、10、11、12。

仿真条件二: 编码方案采用 (7, 4) Hamming 码 (码率 $R \approx 1/2$) 以及 (768, 384)、(1 152, 384) 和 (1 920, 384) Turbo 码 (码率 $R = 1/2$ 、 $1/3$ 、 $1/5$), LoRa 的扩频因子为 7 和 12。对于 Hamming-LoRa 传输系统, 采用基于式(5)的硬判决非相干解调; 对于 Turbo-LoRa 传输系统, 采用基于式(7)的软判决非相干解调。

仿真条件三: 编码方案采用 (7, 4) Hamming 码 (码率 $R \approx 1/2$)、(768, 384) LDPC 和 Turbo 码 (码率 $R = 1/2$), LoRa 的扩频因子为 12。对于 Hamming-LoRa 传输系统, 采用基于式(5)的硬判决非相干解调; 对于 LDPC/Turbo-LoRa 传输系统, 均采用基于式(7)的软判决非相干解调。

考虑仿真条件一, 图2给出了6种扩频因子下基于非相干解调的编码 LoRa 系统的可达码率曲线。其中, 横坐标表示比特信噪比, 单位为 dB; 图2 (a) 纵坐标表示理想度量下的可达码率、图2 (b) 纵坐标表示近似度量下的可达码率。

由图2可知, 不论是理想度量还是近似度量, 不同扩频因子下可达码率与比特信噪比的关系曲线均呈“C”形。具体地, 对于理想度量和近似度量, 其最优可达码率分别近似为 $1/2$ 和 $1/5$, 即在这两个最优可达码率下对应的比特信噪比是最低的。扩频因子越大, 其可达码率越接近于近似最优值。

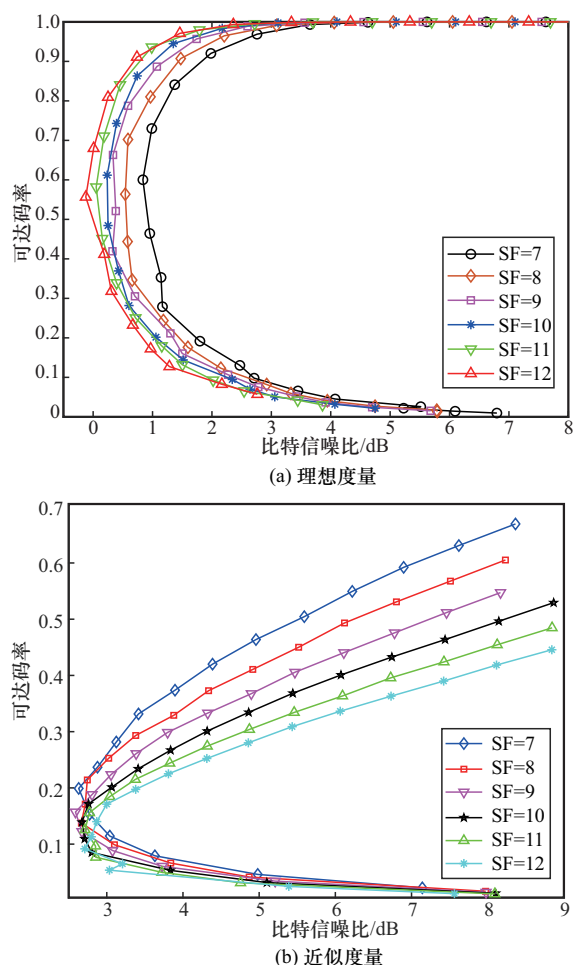


图2 基于理想度和近似度量的比特信噪比与可达码率的关系曲线

接下来, 考虑仿真条件二, 图3给出了不同扩频因子及码率下基于理想度量与近似度量的 Hamming-LoRa 和 Turbo-LoRa 传输系统性能。其中, 横坐标 SNR 表示符号信噪比, 单位为 dB; 纵坐标 BER 表示误比特率。

由图3可知, 不同扩频因子和最优码率下 Turbo-LoRa 系统的误码性能较 Hamming-LoRa 系统提升 8~10 dB, 即 Turbo 码可以适应更低的信噪比。因此, Turbo-LoRa 方案更适用于卫星物联网等远距离通信场景。此外, 基于理想度量的低码率 Turbo-LoRa 较基于近似度量的低码率 Turbo-LoRa 性能提升约 1 dB, 但与理想度量相比, 近似度量是通过泰勒展开式对 Bessel 函数进行简化, 因而计算复杂度降低。

最后, 考虑仿真条件三, 图4比较了理想度量下 Hamming-LoRa、Turbo-LoRa 和 LDPC-LoRa 3 种传输系统的性能。

由图4可知, 相较于 Hamming-LoRa 传输系统, Turbo-LoRa 和 LDPC-LoRa 两种传输系统均具有极大性能

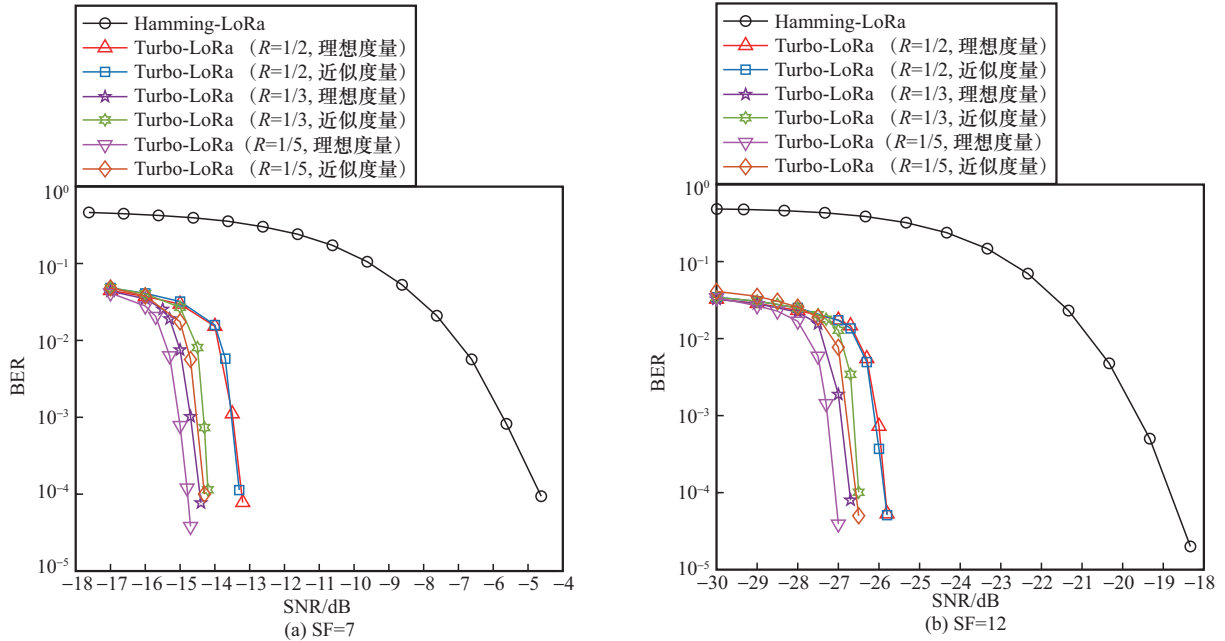


图3 基于理想度量与近似度量的Hamming-LoRa和Turbo-LoRa传输系统性能

优势, 分别提升 7 dB 和 5 dB 性能增益; 而相较于 LDPC-LoRa 传输系统, Turbo-LoRa 传输系统提升约 2 dB 性能增益。

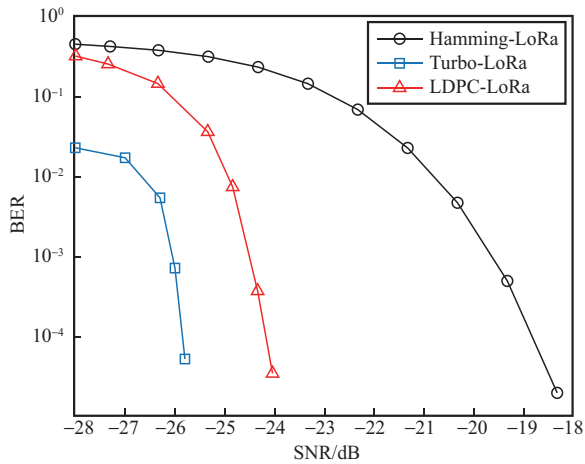


图4 基于理想度量的Hamming-LoRa、Turbo-LoRa和LDPC-LoRa传输系统性能

5 结束语

针对卫星物联网通信中的极低信噪比问题, 本文设计了一种基于信道容量的高效编码LoRa传输方案。其主要思想是利用软判决结果和泰勒展开近似思想推导出编码LoRa系统的理想信道容量和近似信道容量, 由此给出相应的可达码率并建立比特信噪比与这两种信道容量间

的关系。仿真结果表明, 对于近似度量, 无论扩频因子取值多少, 对应的编码LoRa系统所需信噪比在最优可达码率 $R \approx 1/2$ 时趋于最小; 而对于理想度量, 最优可达码率 $R \approx 1/5$ 。性能方面, Turbo-LoRa系统的误码性能较Hamming-LoRa系统提升 8~10 dB; 基于理想度量的低码率Turbo-LoRa较基于近似度量的低码率Turbo-LoRa性能提升约 1 dB, 但前者计算复杂度远高于后者。综上, 本方案为未来卫星物联网的可靠通信提供了一种潜在解决方案, 具有一定指导意义。

参考文献

- [1] LUO X W, CHEN H H, GUO Q. LEO/VLEO satellite communications in 6G and beyond networks—technologies, applications, and challenges[J]. IEEE Network, 2024, 38(5): 273-285.
- [2] XIAO Y, YE Z Q, WU M M, et al. Space-air-ground integrated wireless networks for 6G: basics, key technologies, and future trends[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024, 42(12): 3327-3354.
- [3] PENNANEN H, HÄNNINEN T, TERVO O, et al. 6G: the intelligent network of everything[J]. IEEE Access, 2024, 13: 1319-1421.
- [4] 物联网智库. 国际电联批准LoRaWAN作为全球物联网标准[EB]. 2021.
IoT Think Tank. LoRaWAN of ITU standards as a global IoT of standard[EB]. 2021.
- [5] LIM D W, KANG K M. Robust LoRa modulation scheme in the

- presence of residual carrier frequency offset[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(16): 14910-14911.
- [6] WANG L, WANG M M, ZHANG J J. Augmented LoRa modulation for the massive Internet of Things[J]. IEEE Access, 2024, 12: 135451-135468.
- [7] LIU J J, YAN Y M, HUANG P, et al. Block interleaved chirp spreading LoRa modulation over multipath channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(7): 10840-10844.
- [8] HANIF M, NGUYEN H H. Slope-shift keying LoRa-based modulation[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(1): 211-221.
- [9] LIU J J, YAN Y M, YU H, et al. Approximate BER performance of LoRa modulation with heavy multipath interference[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(5): 853-857.
- [10] KANG J M. A new index modulation for LoRa[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(13): 11938-11939.
- [11] 李泽浩, 马建鹏, 张顺, 等. 基于 LoRa 的低轨道卫星物联网传输技术[J]. 天地一体化信息网络, 2022, 3(4): 2-11.
LI Z H, MA J P, ZHANG S, et al. Low orbit satellite Internet of Things transmission technology based on LoRa[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2022, 3(4): 2-11.
- [12] BARUFFA G, RUGINI L, MECARELLI V, et al. Coded LoRa performance in wireless channels[C]//Proceedings of the 2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [13] 徐浪, 陈小莉, 田茂, 等. 基于 Turbo 码和 ODPD 判决法的 LoRa 改进方法[J]. 电子测量技术, 2020, 43(7): 142-147.
XU L, CHEN X L, TIAN M, et al. Improving method of LoRa based on turbo code and ODPD[J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(7): 142-147.
- [14] I FABREGAS A G, GRANT A J. Capacity approaching codes for non-coherent orthogonal modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(11): 4004-4013.
- [15] 罗进, 夏家宝, 白杨, 等. 面向卫星物联网的交织 LoRa 传输方案[J]. 天地一体化信息网络, 2023, 4(1): 89-97.
LUO J, XIA J B, BAI Y, et al. Interleaved-LoRa transmission scheme for satellite IoT[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2023, 4(1): 89-97.
- [16] VANGELISTA L. Frequency shift chirp modulation: the LoRa modulation[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(12): 1818-1821.
- [17] LOPEZ-SALAMANCA J J, SEMAN L O, BEREJUCK M D, et al. Finite-state Markov chains channel model for CubeSats communication uplink[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(1): 142-154.
- [18] 余忠洋, 高继勋, 郭小波, 等. 基于 LoRa 的卫星物联网系统接收机同步与非相干软解调方案[J]. 电子学报, 2023, 51(5): 1291-1299.
YU Z Y, GAO J X, GUO X B, et al. Receiver synchronization and non-coherent soft demodulation scheme for LoRa-based satellite IoT systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(5): 1291-1299.

[作者简介]



余忠洋 (1989-), 男, 博士, 河南工程学院讲师, 主要研究方向为新一代移动通信技术、卫星通信技术、物联网通信技术等。



闫玉倩 (2001-), 女, 河南工业大学与河南工程学院联合培养硕士生, 主要研究方向为物联网通信。



徐恒舟 (1987-), 男, 博士, 河南工程学院副教授, 主要研究方向为组合设计与信道编码理论、数字接收机同步理论等。



朱海 (1978-), 男, 博士, 河南工程学院教授, 主要研究方向为新型网络计算与通信、人工智能优化算法等。



高继勋 (1980-), 男, 硕士, 河南工程学院教授, 主要研究方向为嵌入式技术、人工智能、图像识别技术等。