

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

余忠洋^{1,2},高继勋¹,郭小波¹,李 博¹,何 栋¹,黄治国¹

(1. 河南工程学院计算机学院、河南省智慧城市多模态智能交互系统工程研究中心,河南郑州 451191;
2. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室,陕西西安 710071)

摘 要: LoRa(Long Range)技术是一种改进的高阶啁啾扩频(Chirp Spread Spectrum, CSS)调制技术,如今已经成为为了地面物联网(Internet of Things, IoT)的主流调制技术之一. 不同于地面物联网,卫星 IoT 将会实现全球范围内的无缝覆盖,但其通信距离遥远和高速移动使得接收机通常工作在极低信噪比下并面临较大时延和多普勒频移. 鉴于此,本文将LoRa技术应用到卫星 IoT 系统中并研究相应的接收机同步与非相干软解调方案. 首先给出了卫星 IoT 上行链路的系统模型和数据帧结构. 接着根据LoRa信号的特点,设计了一种联合时延与多普勒频移估计方案. 为了进一步消除相偏和其他残留项的影响以及考虑采用基于软判决译码的编码方案,又设计了一种低复杂度的非相干软解调算法. 仿真结果表明基于所提同步方案和软解调算法的turbo-LoRa系统可以在极低信噪比和较小导频开销下获得接近于理想情况的误码性能,且在BER=10⁻⁵下优于Hamming-LoRa系统3 dB.

关键词: LoRa调制;接收机同步;非相干解调;极低信噪比;卫星物联网;6G通信

基金项目: 河南省科技攻关计划项目(No.222102210200, No.222102320349);河南省高等学校重点科研项目(No.22A520011)

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)05-1291-09

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI:10.12263/DZXB.20220118

Receiver Synchronization and Noncoherent Soft Demodulation Scheme for LoRa-Based Satellite IoT Systems

YU Zhong-yang^{1,2}, GAO Ji-xun¹, GUO Xiao-bo¹, LI Bo¹, HE Li¹, HUANG Zhi-guo¹

(1. Henan Provincial Smart City Multimodal Intelligent Interactive System Engineering Research Center, School of Computer Science, Henan University of Engineering, Zhengzhou, Henan 451191, China;
2. State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: LoRa (Long Range) technique is an improved high-order chirp spread spectrum (CSS) modulation technique, and becomes one of the mainstream modulation techniques for terrestrial internet of things (IoT). Different from the terrestrial IoT, satellite IoT can achieve seamless global coverage, however, the corresponding receiver often works under the extremely-low signal-to-noise ratio (SNR) and also faces large delay and Doppler shift due to long distance and high-speed movement. To this end, this paper applies the LoRa technique to satellite IoT systems and studies the relevant receiver synchronization as well as noncoherent soft demodulation scheme. First, considered system model and data frame structure of the uplink satellite IoT are given. Then, according to the feature of LoRa signals, a joint delay and Doppler shift estimation scheme is proposed. In order to further eliminate the impact of the phase offset as well as other residual terms and consider using soft-decision decoding based coding schemes, a low-complexity noncoherent soft demodulation algorithm is also designed. Simulation results show that the turbo-LoRa system based on the proposed synchronization scheme and soft demodulation algorithm can achieve near ideal error performance under extremely low SNR and small pilot overhead, and can provide 3 dB gains over the Hamming-LoRa system at a bit error rate (BER) of 10⁻⁵.

Key words: LoRa modulation; receiver synchronization; noncoherent demodulation; extremely-low SNR; satellite

IoT; 6G communications

Foundation Item(s): Henan Key Research and Development and Promotion Projects (No.222102210200, No.222102320349); Key Scientific Research Project Plan of Henan Province Colleges and Universities (No.22A520011)

1 引言

作为 6G 通信的核心愿景之一,天地一体化网络之卫星物联网(Internet of Things, IoT)通信旨在实现全球范围内的无缝覆盖与安全可靠的实时通信^[1,2]. 这是因为卫星 IoT 不会像地面 IoT 那样受到城市规划、地面地形等因素限制和天气及气候的影响^[3]. 然而,卫星 IoT 的通信距离相对遥远,从而导致了很大的传输链路损耗,进而会造成接收功率变得非常小. 换言之,需要采用性能优异的编码方案和扩频技术,比如 turbo 码和大扩频因子的直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)、啁啾扩频(Chirp Spread Spectrum, CSS)等. 相比于 DSSS 技术, CSS 技术具有更强的抗多普勒频移能力. 而由 Semtech 公司采用并推广的 LoRa(Long Range)技术就是一种改进的高阶 CSS 调制技术^[4,5]. 因此,在 LoRa 技术的基础上,结合高效的编码方案、专有的接收机同步方案和低复杂度的非相干软解调方案来实现卫星 IoT 的可靠传输是非常值得研究的.

关于 LoRa 技术的相关研究已经有很多了,包括接收机同步^[6-10]、相干解调和非相干解调以及误码性能分析^[11-13]等. 在文献[6]中,作者们在基于软件定义无线电的 LoRa 收发机中设计了载波频偏估计模块和采样时间偏差即时延估计模块. 在文献[7]中,作者们给出了一种基于快速傅里叶变换的联合多普勒频移和时延估计方案. 在文献[8]中,作者们提出了一种基于 LoRa 前导 Preamble 辅助的时频同步方案并通过二维搜索获得了接近于最大似然估计性能. 根据 Preamble 中上啁啾和下啁啾的时域相关特性,文献[9]在 LoRaWAN 接收机中提出了一个新的同步子系统用于校正载波频偏和时延. 而在文献[10]中,作者们利用 Preamble 中上啁啾和下啁啾的频域特性设计了一种迭代的同步方案,可以在不需要二维搜索情况下消除载波频偏和时延. 然而,这些同步方案没有充分考虑 LoRa 信号和非相干检测的特点,因而仍然会导致一个相对复杂的估计过程. 另外,这些文献所涉及到的编码方案几乎都是 LoRa 物理层协议中规定的 Hamming 码,并没有涉及到其他编码方案. 由于 Hamming 码是一种基于硬判决译码的编码方案,相应的 LoRa 解调方案只需要提供硬输出结果,但这并不适用于基于软判决译码的 turbo 码、低密度校验(Low-Density Parity Check, LDPC)码等性能优异的编码方案. 目前,关于 LoRa 技术软解调算法的研究工作相对较少^[11-13]. 文献[11]从理论上评估了加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道下

LoRa 信号的相干解调与非相干解调的错误概率;文献[12]在 LoRa 信号的非相干解调基础上引入了一种正交二分峰差判决法,并将其输出的结果作为软信息送到 turbo 译码器中,仿真结果表明相较于传统 Hamming-LoRa 系统确实有了一定的性能提升. 另一方面,从调制信号表达式的角度看,LoRa 技术类似于一种频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)技术^[14]. 因此,关于 FSK 技术的软输出非相干解调算法亦同样适用于 LoRa 技术. 针对非相干 FSK 系统,文献[15]利用贝塞尔函数的一阶泰勒级数展开和双重最大值近似方法获得了一种适用于比特交织编码调制迭代系统的非相干解调算法. 相较于文献[12],文献[15]得到的软信息是一种真正的解调软信息,但需要使用大量的对数运算且随着调制阶数的增加呈指数增长.

鉴于以上问题,根据 LoRa 信号特点并考虑到非相干解调方式使用,提出了一种联合时延与多普勒频移估计方案. 其优点在于将二维估计转化成一维估计,从而大大简化了处理过程. 进一步地,为了消除相偏和其他残留项影响并更好地采用基于软判决译码的编码方案,设计了一种低复杂度的非相干软解调算法. 仿真结果证明了所提同步方案和非相干软解调算法的有效性.

2 系统模型

针对卫星 IoT 通信的上行链路,考虑 AWGN 信道下的编码非相干 LoRa 传输系统,对应的系统模型如图 1 所示. 该系统模型的处理流程大致如下:在发送端,一串数据比特流经过编码和交织后与导频序列一起送到 LoRa 调制器中得到各自的调制信号,再将这两组调制信号通过时分复用方式组成一种类似于 LoRa 物理层协议中采用的 Preamble 帧结构^[16-18],如图 2 所示. 然后再附加上多普勒频移和相偏等并通过 AWGN 信道进行传输. 在接收端,接收信号经过解复用器分离成数据信号和导频信号. 首先将导频信号经解啁啾操作后送到一个联合时延与多普勒频移估计器中,可以得到一个关于时延和多普勒频移的联合偏移估计量,然后再将这个联合偏移估计量补偿到经解啁啾后的数据信号中,并将补偿后的结果送至一个低复杂度的非相干软解调器得到解调软信息,最后将这些解调软信息经解交织和译码后恢复出原始数据比特流.

假设传输带宽为 B ,扩频因子为 SF ,则正交啁啾数为 $M = 2^{SF}$. 那么,在第 k 个符号周期 T_s 即 kT_s 内,基于啁啾速率 $f_s = B$ 采样的第 l 个接收啁啾信号可以表示为

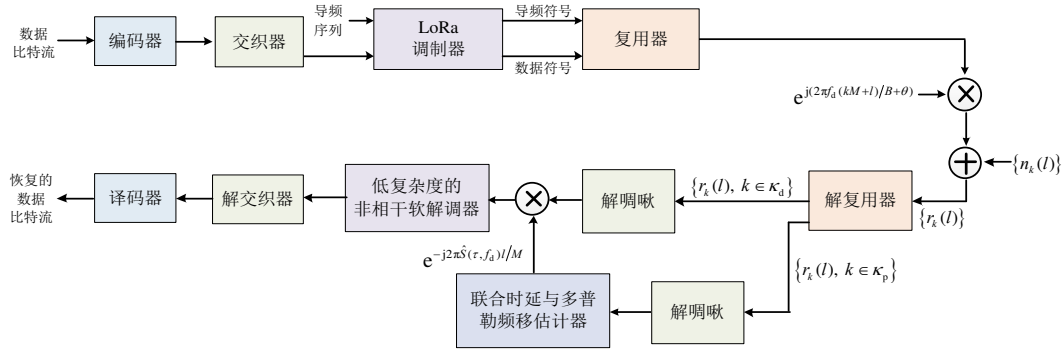


图1 系统模型

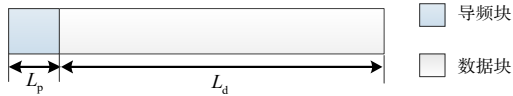


图2 数据帧结构

$$r_k(l) = s_k(l-\tau) \cdot e^{j(2\pi f_d(kM+l)/B+\theta)} + n_k(l) \quad (1)$$

$$= s_k(l-\tau) \cdot e^{j2\pi f_d kM/B} \cdot e^{j(2\pi f_d l/B+\theta)} + n_k(l)$$

其中, $k \in K_p \cup K_d, l=0, 1, \dots, M-1, \tau$ 和 f_d 分别是时延和多普勒频移, 且满足 $|\tau/T_s| < 1/2$ 和 $|f_d T_s| < M/2, \theta$ 是一个在 $[-\pi, \pi]$ 范围内均匀分布的相偏, $n_k(l)$ 是一个均值为 0、方差为 σ_n^2 的复高斯随机变量, $s_k(l)$ 是一个 LoRa 调制信号且具有如下的表达式^[19]:

$$s_k(l) = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot e^{j2\pi l^2/(2M) - j\pi l} \cdot e^{j2\pi d_k l/M} \quad (2)$$

其中, $d_k \triangleq \sum_{i=0}^{SF-1} b_{k,i} \cdot 2^i$ 表示在 kT_s 内由 SF 个二进制比特流 $\{b_{k,0}, b_{k,1}, \dots, b_{k,SF-1}\}$ 按照自然映射转换成的十进制符号. 另外, $K_p \triangleq \{k: 0 \leq k \leq L_p - 1\}$ 和 $K_d \triangleq \{k: L_p \leq k \leq L_p + L_d - 1\}$ 分别表示在图 2 的数据帧结构中长度为 L_p 的导频符号所对应的采样时刻索引集合和长度为 L_d 的编码数据符号所对应的采样时刻索引集合.

接下来, 将式(2)代入到式(1)中并经过一系列的展开与合并后可得

$$r_k(l) = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot e^{j2\pi(l-\tau)^2/(2M) - j\pi(l-\tau)} \cdot e^{j2\pi d_k(l-\tau)/M} \cdot e^{j2\pi f_d kM/B} \cdot e^{j(2\pi f_d l/B+\theta)} + n_k(l) = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot e^{j2\pi \tau^2/(2M) + j\pi \tau} e^{j\theta} \cdot e^{j2\pi l^2/(2M) - j\pi l} e^{j2\pi d_k(l-\tau)/M} \cdot e^{j2\pi f_d kM/B} e^{j2\pi(f_d M/B - \tau)l/M} + n_k(l) = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \tau^2/(2M) + j\pi \tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi l^2/(2M) - j\pi l} e^{j2\pi d_k(l-\tau)/M}}_{\text{啁啾和传输符号项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi f_d kM/B} e^{j2\pi S(\tau, f_d)l/M}}_{\text{时延和多普勒频移项}} + n_k(l) \quad (3)$$

其中, $S(\tau, f_d) \triangleq f_d M/B - \tau$ 表示一个关于时延和多普勒频移的联合偏移量.

对于导频辅助的估计方案, 式(3)中的传输符号 d_k 来自于收发端已知的导频序列. 不妨假设导频序列为“全零”序列, 那么对于任意 $k \in K_p$ 下均有 $d_k=0$, 此时式(3)就变成了如下形式:

$$r'_k(l) = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \tau^2/(2M) + j\pi \tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi l^2/(2M) - j\pi l}}_{\text{啁啾项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi f_d kM/B} e^{j2\pi S(\tau, f_d)l/M}}_{\text{时延和多普勒频移项}} + n_k(l) \quad (4)$$

3 联合时延与多普勒频移估计方案

在估计联合偏移量 $S(\tau, f_d)$ 之前, 需要先对式(4)进行解啁啾操作^[19], 从而消除其中的啁啾项. 即, 对式(4)两边同时乘以一个下啁啾信号 $e^{-j2\pi l^2/(2M) + j\pi l}$, 进而可得

$$z_k(l) \triangleq r'_k(l) \cdot e^{-j2\pi l^2/(2M) + j\pi l} = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \tau^2/(2M) + j\pi \tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi f_d kM/B} e^{j2\pi S(\tau, f_d)l/M}}_{\text{时延和多普勒频移项}} + n_k(l) \cdot e^{-j2\pi l^2/(2M) + j\pi l} = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \tau^2/(2M) + j\pi \tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi f_d kM/B} e^{j2\pi S(\tau, f_d)l/M}}_{\text{时延和多普勒频移项}} + n'_k(l) \quad (5)$$

其中, $n'_k(l) \triangleq n_k(l) e^{-j2\pi l^2/(2M) + j\pi l}$, 其统计特性与 $n_k(l)$ 相同. 由式(5)可知, 若不考虑 $n'_k(l)$, 从啁啾索引 l 的角度看, $z_k(l)$ 可以看作是一个关于联合偏移量 $S(\tau, f_d)$ 的单音信号. 换句话说, 我们只需要对这个联合偏移量进行估计, 而不用像文献[6~10]那样需要分别对时延和多普勒频移进行估计. 这得益于后续采用的基于离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 的估计方案和非相干解调方式.

基于式(5), 可以将所有导频对应的单音信号 $\{z_k(l), k \in K_p\}$ 进行 DFT 运算, 即

$$\begin{aligned}
Z(q) &= \sum_{k=0}^{L_p-1} \sum_{l=0}^{M-1} z_k(l) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi ql/M} \\
&= \underbrace{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{j\pi\tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \sum_{k=0}^{L_p-1} \left[e^{j2\pi f_d k M/B} \left(\frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} e^{-j2\pi [q-S(\tau, f_d)] l/M} \right) \right] \\
&\quad + \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k=0}^{L_p-1} \sum_{l=0}^{M-1} n'_k(l) e^{-j2\pi ql/M} \\
&\approx \underbrace{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{j\pi\tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \sum_{k=0}^{L_p-1} e^{j2\pi f_d k M/B} \cdot \delta(q - S'(\tau, f_d)) + N(q) \\
&= \underbrace{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{j\pi\tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \left[\sum_{k=0}^{L_p-1} e^{j2\pi f_d k M/B} \cdot \delta(q - S'(\tau, f_d)) + N_1(q) \right]
\end{aligned} \tag{6}$$

$$q^* = \underset{q \in [0, M-1]}{\operatorname{argmax}} \left\{ |Z(q)| \right\}$$

$$\approx \underset{q \in [0, M-1]}{\operatorname{argmax}} \left\{ \underbrace{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{j\pi\tau} e^{j\theta}}_{\text{与 } k \text{ 和 } l \text{ 的无关项}} \cdot \left[\sum_{k=0}^{L_p-1} e^{j2\pi f_d k M/B} \cdot \delta(q - S'(\tau, f_d)) + N_1(q) \right] \right\}$$

$$= \underset{q \in [0, M-1]}{\operatorname{argmax}} \left\{ \left[\sum_{k=0}^{L_p-1} e^{j2\pi f_d k M/B} \cdot \delta(q - S'(\tau, f_d)) + N_1(q) \right] \right\}$$

$$= \underset{q \in [0, M-1]}{\operatorname{argmax}} \left\{ e^{j\pi f_d (L_p-1) M/B} \frac{\sin(\pi f_d M L_p/B)}{\sin(\pi f_d M/B)} \cdot \delta(q - S'(\tau, f_d)) + N_1(q) \right\}$$

$$= \underset{q \in [0, M-1]}{\operatorname{argmax}} \left\{ \left| \delta(q - S'(\tau, f_d)) + N_2(q) \right| \right\}$$

由式(7)可知,得到的 q^* 即为联合偏移量 $S(\tau, f_d)$ 的估计值,即

$$\hat{S}(\tau, f_d) = q^* \tag{8}$$

这样就完成了对联合偏移量 $S(\tau, f_d)$ 的估计,从而实现联合时延与多普勒频移估计.再根据图1,当采样时刻 $k \in K_d$,将式(8)的结果补偿到式(3)中进一步可得

$$\begin{aligned}
\tilde{r}_k(l) &= r_k(l) \cdot e^{-j2\pi \hat{S}(\tau, f_d) l/M} = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{-j\pi l} e^{j2\pi d_l l/M}}_{\text{啁啾和传输符号项}} \\
&\quad \cdot \underbrace{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{j\pi\tau} e^{j2\pi f_d k M/B} e^{j\theta} e^{-j2\pi d_k \tau/M}}_{\text{与 } l \text{ 的无关项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi [S(\tau, f_d) - \hat{S}(\tau, f_d)] l/M}}_{\text{残留的联合偏移项}} \\
&\quad + n_k(l) \cdot e^{-j2\pi \hat{S}(\tau, f_d) l/M} \\
&= \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot \underbrace{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{-j\pi l} e^{j2\pi d_l l/M}}_{\text{啁啾和传输符号项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \Delta S(\tau, f_d) l/M}}_{\text{残留的联合偏移项}} \\
&\quad + \tilde{n}_k(l)
\end{aligned} \tag{9}$$

其中, $\tilde{n}_k(l) \triangleq n_k(l) \cdot e^{-j2\pi \hat{S}(\tau, f_d) l/M}$, 其统计特性亦与 $n_k(l)$ 相同, $T(\tau, f_d, \theta, d_k) \triangleq e^{j2\pi\tau^2/(2M)} e^{j2\pi f_d k M/B} e^{j\theta} e^{-j2\pi d_k \tau/M}$ 表示一个与 l 无关的关于时延、多普勒频移、相偏和传输数据符号项, $\Delta S(\tau, f_d) \triangleq S(\tau, f_d) - \hat{S}(\tau, f_d)$ 表示一个残留联合偏移项,其大小会直接影响LoRa信号的解调性能.当信噪

比适中时,在一定导频符号下便有 $\Delta S(\tau, f_d) \rightarrow 0$.

其中, $q=0, 1, \dots, M-1$, $\delta(\cdot)$ 为克罗内克函数, $N(q) \triangleq \sum_{k=0}^{L_p-1} \sum_{l=0}^{M-1} n'_k(l) e^{-j2\pi ql/M} / \sqrt{M}$ 为 $n'_k(l)$ 的DFT结果, $N_1(q) \triangleq N(q) e^{-j2\pi\tau^2/(2M) - j\pi\tau} e^{-j\theta}$ 为 $N(q)$ 的随机旋转的结果.由于 q 的取值是整数,因而需要对 $S(\tau, f_d)$ 进行“四舍五入”操作,即 $\operatorname{round}(S(\tau, f_d)) \triangleq S'(\tau, f_d)$,这里 $\operatorname{round}(\cdot)$ 表示“四舍五入”运算.

再对式(6)取模并求其最大值后可得式(7).其中, $N_2(q) \triangleq N_1(q) e^{-j\pi f_d (L_p-1) M/B} \cdot \sin(\pi f_d M/B) / \sin(\pi f_d M L_p/B)$ 表示 $N_1(q)$ 的随机旋转结果.

4 低复杂度的非相干软解调算法

在检测传输符号 d_k 之前,需要先对式(9)进行解啁啾操作^[19],从而消除式中的啁啾项.即,对式(9)两边也同时乘以一个下啁啾信号 $e^{-j2\pi\tau^2/(2M) + j\pi l}$,进而可得

$$\begin{aligned}
\tilde{r}'_k(l) &= \tilde{r}_k(l) \cdot e^{-j2\pi\tau^2/(2M) + j\pi l} \\
&= \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot \underbrace{e^{j2\pi d_l l/M}}_{\text{传输符号项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \Delta S(\tau, f_d) l/M}}_{\text{残留的联合偏移项}} \\
&\quad + \tilde{n}_k(l) \cdot e^{-j2\pi\tau^2/(2M) + j\pi l} \\
&= \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot \underbrace{e^{j2\pi \Delta S(\tau, f_d) l/M}}_{\text{残留的联合偏移项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi d_l l/M}}_{\text{传输符号项}} \\
&\quad + \tilde{n}'_k(l)
\end{aligned} \tag{10}$$

其中, $\tilde{n}'_k(l) \triangleq \tilde{n}_k(l) e^{-j2\pi\tau^2/(2M) + j\pi l}$,其统计特性也与 $n_k(l)$ 相同.

基于式(10),对解啁啾信号 $\tilde{r}'_k(l)$ 进行 M 点DFT运算,可得式(11).其中, $\tilde{N}_k(q) \triangleq \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{n}'_k(l) e^{-j2\pi ql/M} / \sqrt{M}$ 为 $\tilde{n}'_k(l)$ 的DFT结果.由式(11)可知,当信噪比适中时,对

传输符号 d_k 的检测会受到: (1) $T(\tau, f_d, \theta, d_k)$ 的影响. 由于 $|\operatorname{Re}\{T(\tau, f_d, \theta, d_k)\}| = |\operatorname{Re}\{e^{j2\pi\tau^2/(2M)} + j\pi\tau e^{j\theta} e^{j2\pi f_d k M/B} e^{-j2\pi d_k \tau/M}\}| \leq 1$, 故可能会造成 $q = d_k$ 处的峰值翻转, 从而导致 d_k 检测

$$\begin{aligned} R_k(q) &= \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{r}'_k(l) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi ql/M} \\ &= \sum_{l=0}^{M-1} \left[\frac{1}{\sqrt{M}} \cdot T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot \underbrace{e^{j2\pi\Delta S(\tau, f_d)l/M}}_{\text{残留的联合偏移项}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi d_k l/M}}_{\text{传输符号项}} + \tilde{n}'_k(l) \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi ql/M} \\ &= T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} e^{-j\frac{2\pi[q-d_k-\Delta S(\tau, f_d)]l}{M}} + \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{n}'_k(l) \cdot e^{-j2\pi ql/M} \\ &= T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot \delta(q - d_k - \Delta S(\tau, f_d)) + \tilde{N}_k(q), \quad q = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (11)$$

根据式(11)可知,不妨令 $R_k(q)$ 表示在 kT_s 内传输符号为 q 的 DFT 结果. 那么,在 AWGN 信道下当 $q = d_k$ 时所对应的接收信号似然概率可以表示为^[15]

$$p(\mathbf{r}_k | q = d_k) = \underbrace{\frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^M} e^{-(1+|\mathbf{r}_k|^2)/(2\sigma_n^2)}}_{\text{与 } q \text{ 无关的项}} \cdot \underbrace{I_0\left(\frac{|R_k(d_k)|}{\sigma_n^2}\right)}_{\text{与 } q \text{ 有关的项}} \quad (12)$$

其中, $k \in K_d, \mathbf{r}_k = \{r_k(l), l = 0, 1, \dots, M-1\}$ 是在 kT_s 内的接收信号序列, $I_0(\cdot)$ 为第一类零阶修正贝塞尔 (Bessel) 函数, 等式右边的第一项称为与 q 无关的归一化常数. 此外, 可以进一步推导式(12)中 $|R_k(d_k)|$ 的结果:

$$\begin{aligned} |R_k(d_k)| &= |T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot \delta(-\Delta S(\tau, f_d)) + \tilde{N}_k(d_k)| \\ &= |T(\tau, f_d, \theta, d_k) \cdot [\delta(-\Delta S(\tau, f_d)) + \tilde{N}_k(d_k)/T(\tau, f_d, \theta, d_k)]| \\ &= |T(\tau, f_d, \theta, d_k)| \cdot |\delta(-\Delta S(\tau, f_d)) + \tilde{N}'_k(d_k)| \\ &= |\delta(-\Delta S(\tau, f_d)) + \tilde{N}'_k(d_k)| \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\tilde{N}'_k(d_k) \triangleq \tilde{N}_k(d_k)/T(\tau, f_d, \theta, d_k)$ 为 $\tilde{N}_k(d_k)$ 的随机旋转的结果. 由于 $|T(\tau, f_d, \theta, d_k)| = |e^{j2\pi\tau^2/(2M)} + j\pi\tau e^{j2\pi f_d k M/B} e^{j\theta} e^{-j2\pi d_k \tau/M}| = 1$, 式(13)成立, 从而消除了 $T(\tau, f_d, \theta, d_k)$ 对 d_k 检测的影响.

接下来, 用 $i = 0, 1, \dots, \text{SF}-1$ 表示组成传输数据符号 d_k 的二进制比特流 $\{b_{k,0}, b_{k,1}, \dots, b_{k,\text{SF}-1}\}$ 中 $b_{k,i}$ 的索引, 再用 $\Omega_{1,i} \subset \{0, 1, \dots, M-1\}$ 和 $\Omega_{0,i} \subset \{0, 1, \dots, M-1\}$ 分别表示按照自然映射的十进制数 0 到 $M-1$ 所对应的二进制比特表示中第 i 个位置为 1 的索引集合和第 i 个位置为 0 的索引集合. 那么, 由式(12)可以得到传输符号 d_k 中第 i 个比特 $b_{k,i}$ 的解调对数似然值, 即

$$\begin{aligned} A(b_{k,i}) &= \log \frac{p(b_{k,i} = 1)}{p(b_{k,i} = 0)} = \log \frac{\sum_{d_k \in \Omega_{1,i}} p(\mathbf{r}_k | q = d_k)}{\sum_{d_k \in \Omega_{0,i}} p(\mathbf{r}_k | q = d_k)} \\ &= \log \frac{\sum_{d_k \in \Omega_{1,i}} I_0\left(\frac{|R_k(d_k)|}{\sigma_n^2}\right)}{\sum_{d_k \in \Omega_{0,i}} I_0\left(\frac{|R_k(d_k)|}{\sigma_n^2}\right)} \end{aligned} \quad (14)$$

失败; (2) $\Delta S(\tau, f_d)$ 的影响. 若 $|\Delta S(\tau, f_d)| < 0.5, q = \operatorname{round}(d_k + \Delta S(\tau, f_d)) = d_k$, 反之, $q = \operatorname{round}(d_k + \Delta S(\tau, f_d)) \neq d_k$.

为了消除式(14)中的噪声方差 σ_n^2 , 考虑对其中的 Bessel 函数 $I_0(\alpha)$ 在 $\alpha = 0$ 处进行一阶泰勒级数展开, 即

$$I_0(\alpha) = 1 + \frac{\alpha^2}{4} + O(\alpha^4) \quad (15)$$

将式(15)的结果应用到式(14)中, 可进一步得到

$$\begin{aligned} A(b_{k,i}) &\approx \log \frac{\sum_{d_k \in \Omega_{1,i}} \left(1 + \frac{|R_k(d_k)|^2}{4\sigma_n^4}\right)}{\sum_{d_k \in \Omega_{0,i}} \left(1 + \frac{|R_k(d_k)|^2}{4\sigma_n^4}\right)} \\ &= \log \frac{\frac{M}{2} + \frac{1}{4\sigma_n^4} \sum_{d_k \in \Omega_{1,i}} |R_k(d_k)|^2}{\frac{M}{2} + \frac{1}{4\sigma_n^4} \sum_{d_k \in \Omega_{0,i}} |R_k(d_k)|^2} \end{aligned} \quad (16)$$

当信噪比适中时, 显然有 $\sigma_n^4 \ll 1$, 则有 $|R_k(d_k)|^2/(4\sigma_n^4) \gg 1$, 进一步会有 $\sum_{d_k \in \Omega_{1,i} \text{ 或 } \Omega_{0,i}} |R_k(d_k)|^2/(4\sigma_n^4) \gg M/2$, 故式(16)又可以进一步变成如下形式:

$$\begin{aligned} A(b_{k,i}) &\approx \log \frac{\sum_{d_k \in \Omega_{1,i}} |R_k(d_k)|^2}{\sum_{d_k \in \Omega_{0,i}} |R_k(d_k)|^2} = \log \frac{\sum_{d_k \in \Omega_{1,i}} |R_k(d_k)|^2}{\sum_{d_k \in \Omega_{0,i}} |R_k(d_k)|^2} \\ &\quad - \log \sum_{d_k \in \Omega_{0,i}} |R_k(d_k)|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

由式(11)可知, 当信噪比适中且 $|\Delta S(\tau, f_d)| < 0.5$ 时, $q = d_k$ 时所对应的 DFT 结果的模值要远大于 $q \neq d_k$ 时所对应的模值, 故对式(17)中求和项的大小起决定性作用的是刚好 $\Omega_{1,i}$ 或 $\Omega_{0,i}$ 中与 d_k 相等时所对应的峰值能量. 基于此, 可以利用求最大值操作代替式(17)中的两个求和操作, 进而可得

$$A(b_{k,i}) \approx \max_{d_k \in \Omega_{1,i}} \left\{ \log |R_k(d_k)|^2 \right\} - \max_{d_k \in \Omega_{0,i}} \left\{ \log |R_k(d_k)|^2 \right\} \quad (18)$$

式(18)就是根据文献[15]推广得到的LoRa信号的解调软信息,其形式为比特对数似然值.对应的解调算法称作非相干软解调算法,可直接使用到基于软判决译码的turbo码、LDPC码等编码方案及其迭代系统中.

然而,从式(18)中可以发现,在执行取最大值操作前,该算法需要进行 $M=2^{SF}$ 次的对数运算.随着扩频因子SF的增加,相应的对数运算次数呈指数增加,从而会导致在硬件实现中使用大量的浮点乘法和加法运算器.尤其对于卫星IoT通信,其传输链路损失严重,这样就造成了卫星机载端工作在极低信噪比环境下,从而势必导致发送端需要采用大扩频因子的LoRa调制(至少 $SF > 10$).因此,对式(18)的简化就变得非常有必要.我们将其取最大值操作和求对数操作进行对调,并引入一个修正因子 μ ,可得

$$A_1(b_{k,i}) \approx \mu \cdot \left[\log \left(\max_{d_k \in \Omega_{1,i}} \left\{ |R_k(d_k)|^2 \right\} \right) - \log \left(\max_{d_k \in \Omega_{0,i}} \left\{ |R_k(d_k)|^2 \right\} \right) \right] \quad (19)$$

其中,修正因子 μ 是一个借鉴于文献[20]的启发式参数,其取值可以通过蒙特卡洛仿真确定.它可以改善送至译码器的解调软信息质量,从而提升系统性能.式(19)对应的解调算法称为低复杂度的非相干软解调算法.

另外,基于正交二分峰差判决法得到的解调软信息可以表示为^[11]

$$A_2(b_{k,i}) = \max_{d_k \in \Omega_{1,i}} \left\{ |R_k(d_k)| \right\} - \max_{d_k \in \Omega_{0,i}} \left\{ |R_k(d_k)| \right\} \quad (20)$$

比较式(18)~式(20),这三种解调算法均采用了相同次数的取最大值操作.不同的是,基于式(18)~式(20)的非相干软解调算法需要分别执行 M 次、2次和0次的求对数操作.换句话说,基于式(18)的非相干软解调算法的计算复杂度要远高于基于式(19)和式(20)的两种非相干软解调算法.

5 仿真结果与分析

5.1 三种非相干软解调算法的性能比较

下面比较基于式(18)~(20)的三种非相干软解调算法的误码性能.假设未编码LoRa系统中采用的扩频因子 $SF=14$,式(19)中的修正因子 $\mu=1$.图3给出了这三种非相干软解调算法的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能.其中,横坐标SNR表示啁啾平均能量与噪声单边功率谱密度之比,即 $SNR \triangleq E_c/N_0$.

从图3的仿真结果可以发现,这三种非相干软解调算法的BER性能几乎是相同的.因为这三种算法都是基于DFT的:前两种利用了接收信号的DFT结果的能量进行检测;而第三种则利用了接收信号的DFT结果

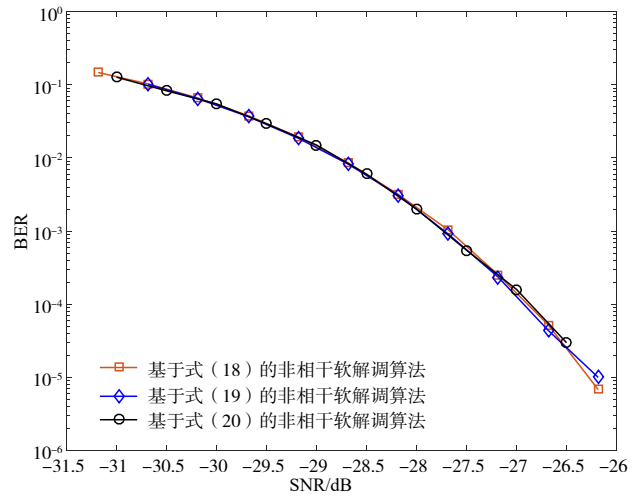


图3 三种非相干软解调算法的误码性能

的包络进行检测.这两类检测方式会直接影响编码LoRa系统性能,但该影响并不会在未编码LoRa系统中有所体现.而且图3的BER性能只是对式(18)~式(20)进行直接判决即与0比较而得到的统计平均结果.

5.2 残留联合偏移量对所提非相干软解调算法性能的影响

假设未编码LoRa系统的扩频因子 $SF=14$,采用了基于式(19)的非相干软解调算法,其修正因子 $\mu=1$,残留联合偏移量 $\Delta S(\tau, f_d) = 0, 0.1, 0.3, 0.5$.图4给出了不同残留联合偏移量 $\Delta S(\tau, f_d)$ 下所提非相干软解调算法的BER性能.

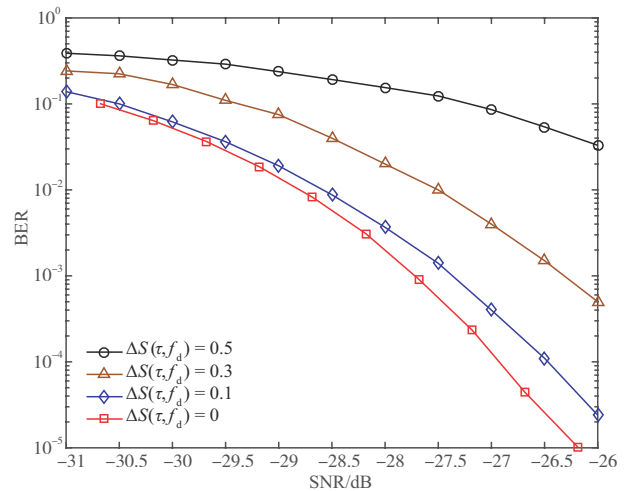


图4 不同残留联合偏移量下所提非相干软解调算法性能

从图4的仿真结果可知,随着 $\Delta S(\tau, f_d)$ 的增加,所提非相干软解调算法会出现不同程度的性能损失.具体地,当 $\Delta S(\tau, f_d)$ 由0增加至0.1和0.3时,BER=10⁻³下对应的性能损失分别为<0.5 dB和<1.5 dB;而当 $\Delta S(\tau, f_d)$ 增加至0.5时,对应的性能损失会变得非常大.换句话说,

若想 LoRa 系统获得较好 BER 性能,要求联合时延与多普勒频移估计方案的估计误差小于 0.3.

5.3 导频长度对所提同步方案性能的影响

假设未编码 LoRa 系统的扩频因子 $SF = 14$, 正交调频数 $M = 2^{14}$. 再假设传输带宽 $B = 20$ MHz, 时延 $\tau = 0.05M$, 多普勒频移 $f_d = 0.1B$. 此时, 联合偏移量 $S(\tau, f_d) = 819.2 \gg 0.3$. 图 5 给出了不同导频长度 L_p 下所提同步方案的估计均方根误差 (Root Mean-Square Error, RMSE) 性能.

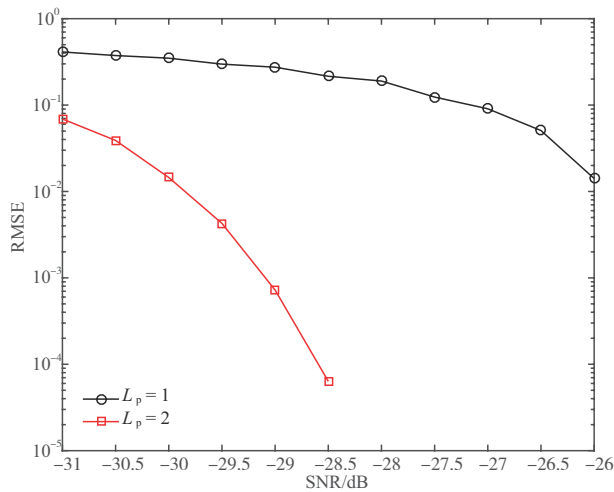


图 5 不同导频长度下所提同步方案的 RMSE 性能

从图 5 的仿真结果可知, 当 $L_p = 1$ 时, 所提同步方案并不能保证其估计误差在所考虑的信噪比范围即 -31 dB ~ -26 dB 内均小于 0.3; 而当 $L_p = 2$ 时, 所提同步方案就可以确保其估计误差在 -31 dB ~ -28.5 dB 范围内远小于 0.3. 因此, 后文仿真中可以将导频长度 L_p 设置为 2.

5.4 编码 LoRa 系统性能比较

针对卫星 IoT 通信的上行链路, 假设传输带宽 $B = 20$ MHz, 时延 $\tau = 256$ chirp, 多普勒频移 $f_d = 45$ kHz. 再假设编码方式为 LTE 标准中的 (768, 384) turbo 码, 内、外交织器均为二次置换多项式 (Quadratic Permutation Polynomial, QPP) 交织器^[21], 译码算法为修正 Max-Log-MAP 算法^[20]. LoRa 调制的扩频因子 $SF = 14$, 接收端分别采用了根据文献[15]推广得到的式(18)、本文对式(18)简化得到的式(19)和文献[12]给出的式(20)这三种非相干软解调算法, 其中对于式(19), 修正因子 μ 为 1 和 1.5. 使用的导频长度 $L_p = 2$, 传输的数据长度 $L_d = \lceil 768/14 \rceil = 55$ ($\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整, 可以通过对码字补零实现), 对应的导频开销为 0.036. 为了比较起见, 还考虑了 LoRa 物理层协议中的 (7, 4) Hamming 码^[16]. 需要

指出的是, 根据文献[16]提供的编码 LoRa 系统的传输速率计算公式, 即 $R_b = SF \times B/2^{SF} \times R$, 其中 R 为编码码率. 由上文可知, turbo 码和 Hamming 码的编码码率 R 分别为 0.5 和 0.57, 则它们级联 LoRa 系统的传输速率 R_b 分别为 8.5 kbps 和 9.7 kbps. 可见, 两者的传输速率相差并不是很大. 而且除了 Hamming-LoRa 系统外, 所有 turbo-LoRa 系统的传输速率都相同. 图 6 给出了相应的仿真结果.

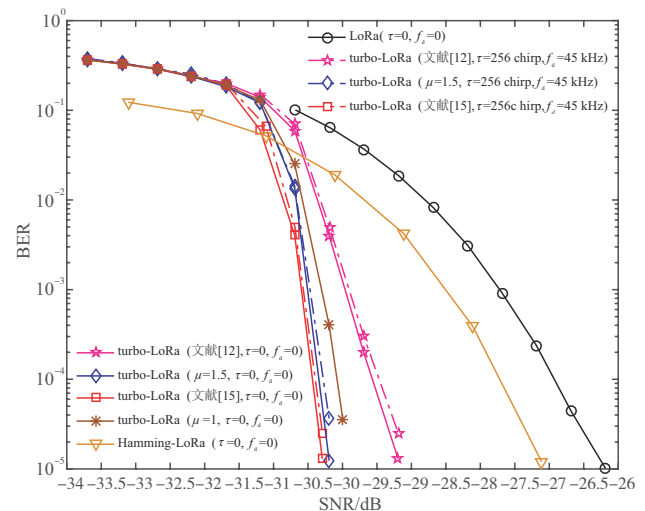


图 6 基于三种非相干软解调算法的 turbo-LoRa 系统性能

从图 6 的仿真结果可以看到, 当 $\tau = 0$ 和 $f_d = 0$ 时, 基于式(18)的非相干软解调算法获得了最优的 BER 性能, 要比基于式(19)且 $\mu = 1.5$ 和式(20)的两种非相干软解调算法分别好 0.1 dB 和 1 dB; $\mu = 1.5$ 下基于式(19)的非相干软解调算法性能要优于 $\mu = 1$ 下的性能, 且这两种情况均优于基于式(20)的非相干软解调算法. 当 τ 和 f_d 同时存在时, 采用了所提同步方案和三种非相干软解调算法的 turbo-LoRa 系统均获得了接近于理想情况的 BER 性能, 且在 $BER = 10^{-5}$ 下要优于 Hamming-LoRa 系统性能 2 ~ 3 dB.

6 结论

为了适应编码非相干 LoRa 体制下的可靠卫星 IoT 通信, 提出了联合时延与多普勒频移估计方案和低复杂度的软解调算法. 所提的同步方案只需要估计出时延和多普勒频移的联合偏移量; 所设计的非相干软解调算法仅需要很少的对数运算量便可以消除相偏和其他残留项的影响. 通过仿真结果发现, 在时延和多普勒频移同时存在的情况下, 采用了所提的同步方案和非相干软解调算法的 turbo-LoRa 系统可以利用较少导频

符号获得优异的误码性能. 另外,在未来的工作中,我们将利用理论分析工具(比如EXIT)来探讨编码LoRa系统中出现译码门限效应的机理.

参考文献

- [1] YOU X, WANG C, HUANG J, et al. Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. *Science China Information Sciences*, 2021, 64: 1-74.
- [2] ZHANG Z, XIAO Y, MA Z, et al. 6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies [J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2019, 14(3): 28-41.
- [3] CHEN S, SUN S, KANG S. System integration of terrestrial mobile communication and satellite communication-the trends, challenges and key technologies in B5G and 6G[J]. *China Communications*, 2020, 17(12): 156-171.
- [4] GEORGIU O, RAZA U. Low power wide area network analysis: Can LoRa scale?[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2017, 6(2): 162-165.
- [5] 吴进, 赵新亮, 赵隽. LoRa物联网技术的调制解调[J]. *计算机工程与设计*, 2019, 40(03): 617-622.
WU Jin, ZHAO Xin-liang, ZHAO Jun. Modulation and demodulation of LoRa internet of things technology[J]. *Computer Engineering and Design*, 2019, 40(3): 617-622. (in Chinese)
- [6] TAPPAREL J, AFISIADIS O, MAYORAZ P, et al. An open-source LoRa physical layer prototype on GNU radio [C]//2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Piscataway: IEEE, 2020: 1-5.
- [7] COLAVOLPE G, FOGGI T, RICCIULLI M, et al. Reception of LoRa signals from LEO satellites[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2019, 55(6): 3587-3602.
- [8] SAVAUX V, DELACOURT C, SAVELLI P. On time-frequency synchronization in LoRa system: From analysis to near-optimal algorithm[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022, 9(12): 10200-10211.
- [9] VANGELISTA L, CATTAPAN A. Start of packet detection and synchronization for LoraWAN modulated signals [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(6): 4608-4621.
- [10] XHONNEUX M, AFISIADIS O, BOL D, et al. A low-complexity LoRa synchronization algorithm robust to sampling time offsets[J]. *IEEE Internet of Things Journal* 2022. 9(5): 3756-3769.
- [11] BARUFFA G, RUGINI L, MECARELLI V, et al. Coded LoRa performance in wireless channels[C]//2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Piscataway: IEEE, 2019: 1-6.
- [12] 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 Lang, CHEN Xiao-li, TIAN Mao, et al. Improving method of LoRa based on Turbo code and ODPD[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2020, 43(7): 142-147. (in Chinese)
- [13] 沈越泓, 益晓新. 基于MMSE准则的最佳相干FSK解调器[J]. *电子学报*, 2000, 28(4): 43-45.
SHEN Yue-hong, YI Xiao-xin. A novel FSK demodulator using MMSE criterion[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 28(4): 43-45. (in Chinese)
- [14] VANGELISTA L. Frequency shift chirp modulation: The LoRa modulation[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2017, 24(12): 1818-1821.
- [15] FABREGAS A G I, GRANT A J. Capacity approaching codes for non-coherent orthogonal modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(11): 4004-4013.
- [16] Alliance LoRa. LoRaWAN Specification[EB/OL]. [2022-01-25]. https://loro-alliance.org/resource_hub/what-is-lora-wan.
- [17] YU Z, BAI B, ZHU M. An efficient frame optimization scheme for low power wide area networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(5): 1615-1619.
- [18] 孙锦华, 石静静. iNET系统多径衰落信道下的两步频偏估计算法[J]. *电子学报*, 2019, 47(7): 1506-1511.
SUN Jin-hua, SHI Jing-jing. A two step frequency offset estimation algorithm using the iNET preamble in multipath fading channels[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2019, 47(7): 1506-1511. (in Chinese)
- [19] CHIARI M, ELZANATY A. On the LoRa modulation for IoT: Waveform properties and spectral analysis[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2019, 6(5): 8463-8470.
- [20] VOGT J, FINGER A. Improving the max-log-MAP turbo decoder[J]. *Electronics Letters*, 2000, 36(23): 1937-1939.
- [21] 3rd Generation Partnership Project. Technical Specification Group Radio Access Network: Evolved Universal

Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Multiplexing and Channel Coding: 3GPP TS 36.212 V9.2.0[S]. 2010: 13-14.

作者简介



余忠洋 男, 1989年8月出生于安徽省六安市. 现为河南工程学院讲师. 主要研究方向为短突发通信、卫星通信和物联网通信领域的物理层组帧技术和接收机同步技术等. 中国电子学会会员编号:E190035526M.

E-mail: xd_yzy2013@sina.com

高继勋 男, 1980年5月出生于河南省洛阳市. 现为河南工程学院副教授. 主要研究方向为嵌入式技术、人工智能、图像识别技术.

E-mail: gaojixun@haue.edu.cn

郭小波 男, 1980年4月出生于河南省新安市. 现为河南工程学院副教授. 主要研究方向为智能传感网技术、并行计算.

E-mail: gxb@haue.edu.cn

李博 男, 1982年8月出生于河南省郑州市. 现为河南工程学院讲师. 主要研究方向为研究方向为计算机视觉、数据处理与分析.

E-mail: csslib@haue.edu.cn

何栎 男, 1982年3月出生于江西省萍乡市. 现为河南工程学院讲师. 主要研究方向为进化计算与物联网.

E-mail: engineerheli@126.com

黄治国 男, 1978年11月出生于湖南省临湘市. 现为河南工程学院副教授. 主要研究方向为数据挖掘、智能计算.

E-mail: huangzg2020@139.com