

基于LoRa的低轨道卫星物联网传输技术

李泽浩¹, 马建鹏¹, 张 顺¹, 魏 肖², 张 景²

(1.西安电子科技大学, 陕西 西安 710071)

2. 中国电子科学研究院, 北京 100041)

摘要: LoRa作为一种广域网技术, 具有低功耗、广覆盖等特点, 在物联网应用领域具有十分广阔的前景, 近年来, 已被部署在全球多个物联网中。低轨卫星网络广覆盖的优势使其成为实现海量物联网全球覆盖的必然技术。首先对LoRa技术的基本原理进行阐述; 然后分析LoRa技术直接引入低轨卫星物联网后存在的问题; 最后提出一套适合低轨卫星物联网的LoRa传输技术, 重点解决低轨远距离低功耗传输条件下的LoRa帧同步问题和卫星高速移动导致的大多普勒频移对LoRa解调的不利影响。仿真结果表明, 提出的联合同步及频偏估计算法能明显提高极低信噪比和大多普勒频移条件下LoRa技术的同步概率和传输可靠性。

关键词: 低轨卫星; 物联网; LoRa; 帧同步; 频移估计

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2022038

Low Orbit Satellite Internet of Things Transmission Technology Based on LoRa

LI Zehao¹, MA Jianpeng¹, ZHANG Shun¹, WEI Xiao², ZHANG Jing²

1.Xidian University, Xi'an 710071, China

2.China Academic of Electronics and Information Technology, Beijing 100041, China

Abstract: As an emerging wide area network technology, LoRa has the characteristics of low power consumption and wide coverage. It has very broad prospects in the field of internet of things applications. In recent years, it has been deployed in countless objects around the world. The advantages of wide coverage of low-orbit satellite networks make it an inevitable technology to achieve global coverage of massive internet of things. Firstly, the basic principles of LoRa technology were expounded. Then the problems existed after the LoRa technology was directly introduced into the low-orbit satellite IoT were analyzed. Finally, a set of LoRa transmission technology suitable for low-orbit satellite IoT was proposed, focused on solved the problem of LoRa frame synchronization under the condition of low-orbit long-distance low-power transmission, and the problem of LoRa demodulation caused by the high-speed movement of satellites due to the Doppler frequency offset. The simulation results showed that the proposed joint synchronization and frequency offset estimation algorithm could obviously improved the synchronization probability and transmission reliability of LoRa technology under the conditions of extremely low SNR and large Doppler frequency shift.

Keywords: low-orbit satellite, internet of things, LoRa, frame synchronization, frequency offset estimation

0 引言

物联网概念一经提出就成为研究热点。Machina Research预测, 2025年世界范围内的物联网连接将达到

甚至超过270亿, 凸显出巨大的潜力。随着物联网的发展, 其已经在越来越多的领域展开应用^[1]。然而, 伴随着物联网的广泛应用, 一些问题也日益显现。在一些大

收稿日期: 2022-07-30; **修回日期:** 2022-10-26

基金项目: 国家重点研发计划资助项目 (No. 2021YFB2900502); 中央高校基本科研业务费 (No. XJS220107)

Foundation Items: National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2900502), Fundamental Research Funds for the Central Universities (No. XJS220107)

范围、跨地域、恶劣环境等场景下，由于种种限制，地面物联网已无法满足需求^[2-3]。为了解决地面物联网的覆盖问题，可以考虑构建物联网卫星通信。由于卫星位于高空，低轨卫星物联网具有以下优势：覆盖范围广，可实现全球覆盖；受天气、地理条件影响小；系统抗毁性强等^[4-5]。传统LoRa技术针对地面物联网设计，无法直接搬到基于低轨卫星的天基物联网。由于卫星位于高空，其将围绕地球做高速运动，卫星波束将以每秒几千米的速度掠过地面，这将导致较大的多普勒频移^[6]。

基于低轨卫星构建覆盖全球的物联网成为必然。LoRa是一种基于扩频技术的远距离无线传输技术，也是诸多低功耗广域网（Low Power Wide Area Network, LPWAN）通信技术中的一种。对于远程无线通信，目前已有几种技术以及不同的协议标准，并有研究人员对各种协议展开了针对需要移动性的应用场景和选择标准的研究^[7-8]。参考文献[9-10]针对LoRa在卫星物联网场景下的适应性进行了详实的分析。参考文献[11-13]对LoRa物理层和数据链路层性能以及LoRa收发器的性能进行了评估。LoRa最大特点就是在同样的功耗条件下比其他无线方式传播的距离更远，实现了低功耗和远距离的统一^[14]。参考文献[15-18]针对LoRa的信道编解码过程进行了解析。参考文献[19-20]在数学层面对LoRa的误码率性能进行了分析。

LoRa技术以线性调频为基础，传输的信息映射在每个LoRa码片的起始频率上，所以LoRa调制对频移非常敏感。一种简单的解决方法是舍去每个码片最后两位比特以保证传输数据的准确性，但是这会降低系统传输效率。地面物联网节点的低功耗特性和卫星链路的长距离特性，必然导致接收端信噪比比地面物联网更差，这也给LoRa信号帧同步与正确解调带来更大的挑战。在LoRa传输系统中，接收节点对信号的同步处理是非常关键的一步，其直接影响LoRa通信系统的通信质量。

本文针对以上两个问题，设计一套适合低轨卫星物联网的LoRa传输技术，重点提出一种针对LoRa技术的联合同步及频移估计算法，用于纠正极低信噪比和大多普勒频移带来的定时偏差及频移。特别地，根据频移对信息符号的影响，可将其分为粗粒度频移纠正和细粒度频移纠正两部分分别估计。针对细粒度频移纠正，采取相位估计与CRC辅助校验相结合的方法，从而得到一个较为准确的估计值。

1 LoRa调制基本原理

1.1 LoRa调制原理

LoRa是一种啁啾（Chirp）扩频调制，它使用频率

随时间线性变化的频率啁啾来编码信息。有几个参数可用于定制LoRa调制：带宽（Bandwidth, B）、扩频因子（Spreading Factor, SF）和码率（Code Rate, CR）。

带宽是LoRa调制最重要的参数。LoRa符号覆盖整个频带，它以一系列向上的啁啾开始，当达到频带的最大频率时，频率环绕，频率从最小频率开始再次增加。频率不连续的位置就是传输信息的编码。由于一个符号中有 2^{SF} 码片，所以一个符号可以有效地编码SF位的信息。

下面从频域推导LoRa的波形表达式。为了清楚起见，首先假设线性扫描频率的频率间隔为 $[0, B]$ 。对于时间间隔 $t \in [0, T_s]$ 和一个符号 $a \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ ，LoRa中的瞬时频率可写成

$$f(t; a) = a \frac{B}{M} + \frac{B}{T_s} t - B u(t - \tau_a), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (1)$$

其中， T_s 为一个符号的持续时间， $T_s = \frac{M}{B}$ ， τ_a 为频率的时间转折点， $u(t)$ 为阶跃函数。每个符号 a 的不同会影响LoRa波形的初始频率，即

$$f_{\text{start}} = a \frac{B}{M} \quad (2)$$

下面通过相位将频域和时域联系起来。已知一个信号的相位与频率有如下关系

$$\Phi(t; a) = \int_0^t 2\pi f(t; a) dt \quad (3)$$

于是，得到LoRa时域波形的相位表达式如下

$$\Phi(t; a) = 2\pi \left[a \frac{B}{M} t + \frac{B^2}{2M} t^2 - B(t - \tau_a) u(t - \tau_a) \right] \quad (4)$$

LoRa的时域波形 $x(t; a)$ 可以表示为

$$x(t; a) = \exp \left\{ j2\pi \left[a \frac{B}{M} t + \frac{B^2}{2M} t^2 - B t u(t - \tau_a) \right] \right\} \quad (5)$$

此时，LoRa时域波形已经表示出来了。为了研究问题的方便，将LoRa时域波形表达式写成分段形式，如下

$$x_{\text{up}}(t; a) = \begin{cases} \exp \left\{ j2\pi \left[B t \left(\frac{a}{M} \right) + \frac{B^2}{2M} t^2 \right] \right\}, & 0 \leq t < \tau_a \\ \exp \left\{ j2\pi \left[B t \left(\frac{a}{M} - 1 \right) + \frac{B^2}{2M} t^2 \right] \right\}, & \tau_a \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (6)$$

由于上面的分析是针对频率随时间逐渐增加的上啁啾（up-Chirp），推导发现，对于表示相同的符号，下啁啾（down-Chirp）和上啁啾是共轭的关系。通过观察up-Chirp和down-Chirp的离散形式，发现经调制的up-Chirp与未经调制的down-Chirp（即 $a=0$ ，也即up-Chirp的共轭）相乘能够消除LoRa波形中的二次项，于是有 $x_{\text{de-chirp}}(n; a)$ ，记为去斜信号。上文分析了up-Chirp的去

斜, down-Chirp的去斜与此类似, 且与up-Chirp满足共轭关系, $x_{\text{down}}(n; 0) = x_{\text{up}}^*(n; 0)$, $\tilde{x}_{\text{down}}(n; a) = \tilde{x}_{\text{up}}^*(n; a)$ 。

1.2 LoRa解调原理

根据上文可得, 去斜信号可表示为

$$x_{\text{de-chirp}}(n) = \begin{cases} \exp\left[2\pi j \left[\frac{B}{f_s} \frac{a}{M} n \right] \right], & 0 < n \left(\frac{B}{f_s} \right) \leq \frac{a}{M} \\ \exp\left\{ 2\pi j \left[\frac{B}{f_s} n \left(\frac{a}{M} - 1 \right) \right] \right\}, & \frac{a}{M} < n \left(\frac{B}{f_s} \right) \leq 1 \end{cases} \quad (7)$$

通常采样频率 f_s 为带宽 B 的整数倍, 根据去斜公式容易看出, 去斜后的信号只包含单一频率, 并且该频率值和调制符号值有关, 对其做DFT处理, 在得到的频谱数据中, 谱线峰值最高的位置即为所携带的信息符号。

1.3 采样时移分析

根据上面得出的LoRa时域波形表达式, 对up-Chirp进行采样时移 (Sampling Time Offset, STO) 分析, 令 $t' = t + \tau$, 则有

$$\begin{aligned} x_{\text{up}}(t'; a) &= \exp \left\{ j2\pi \left[a \frac{B}{M} t' + \frac{B^2}{2M} t'^2 - Bt \times \chi_a(t') \right] \right\} \\ &= \exp \left\{ j2\pi \left[\frac{a + B\tau}{M} t + \frac{B^2}{2M} t^2 - \chi_a(t') t' \right] \right\} \exp \left[j2\pi \left(\frac{B}{2M} \tau^2 + \frac{a}{M} \tau \right) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

令 $B\tau = Q + \lambda$, $\lambda \in (-0.5, 0.5]$ 以及略去一些恒定的相位项, 并进行离散化处理, 有 $p = \frac{\tau}{f_s} = \frac{Q + \lambda}{B} = \frac{f_s}{B} (Q + \lambda)$, 为序列相对偏移。则有

$$\begin{aligned} x_{\text{de-chirp}}(n + p; a) &= x_{\text{up}}(n + p; a) \times x_{\text{up}}^*(n; 0) \\ &= \exp \left\{ j2\pi \left(B \frac{a + Q}{M} \frac{n}{f_s} + \lambda \left[\frac{B}{M} \frac{n}{f_s} - \chi_a \left[n + (Q + \lambda) \right] \right] \right) \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

通过观察式(9), 可以注意到, STO对接收的符号有两个影响, STO的整数分量加到了调制符号 a 上, 对符号的解调值造成影响。STO的小数部分引起残余频移 $\frac{B}{f_s} \frac{\lambda}{M}$ 。

由于时移 λ 的复杂性, 暂时对其不做处理。

1.4 载波频率偏移分析

下面对载波频移 (Carrier Frequency Offset, CFO) 作用于LoRa信号的影响进行分析。同样以up-Chirp为例, 且令 $\text{CFO} = \exp(2\pi j t \Delta f_c)$, 对添加频移的表达式进

行去斜处理, 有

$$x_{\text{de-chirp-CFO}}(n; a) =$$

$$\begin{cases} \exp \left\{ j2\pi \left[B \frac{n}{f_s} \left(\frac{a}{M} \right) + \frac{\Delta f_c}{f_s} n \right] \right\}, & 0 \leq n \leq \frac{f_s}{B} (M - a) \\ \exp \left\{ j2\pi \left[B \frac{n}{f_s} \left(\frac{a}{M} - 1 \right) + \frac{\Delta f_c}{f_s} n \right] \right\}, & \frac{f_s}{B} (M - a) < n \leq \frac{f_s}{B} M \end{cases} \quad (10)$$

令 $M \frac{\Delta f_c}{B} = L + \varphi$, ($\varphi \in [-0.5, 0.5]$), 对去斜后的信号进行DFT处理, 有

$$\begin{aligned} \text{DFT} \left[x_{\text{de-chirp-CFO}}(n; a) \right] &= \sum_{n=0}^{N-1} x_{\text{de-chirp-CFO}}(n; a) \exp \left(-j2\pi \frac{k}{N} n \right) \\ &= \begin{cases} \sum_{n=0}^{\frac{f_s}{B} (M-a)} \exp \left\{ 2\pi j \left[\frac{B}{f_s} \left(\frac{a + L + \varphi - k}{M} \right) n \right] \right\}, & 0 \leq n < \frac{f_s}{B} (M - a) \\ \sum_{n=\frac{f_s}{B} (M-a)+1}^{\frac{f_s}{B} M} \exp \left\{ 2\pi j \left[\frac{B}{f_s} \left(\frac{a + L + \varphi - k}{M} - 1 \right) n \right] \right\}, & \frac{f_s}{B} (M - a) \leq n \leq \frac{f_s}{B} M \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

频移估计值 $\hat{S} = (a + L) \bmod M$, 从添加频移的去斜信号的DFT处理式可以看出, CFO的整数部分对解调后的结果影响与STO具有相似的结果。

1.5 CFO和STO的联合分析

综上, 本文分别考虑了CFO和STO, 并证明了它们可以分解为整数和小数部分。当独立分析时, 这些分量对解调的影响可以看作相同的。本小节将分析当两者都存在时, 如何估计这些偏移。假设CFO和STO同步完全发生在前导码中, 因此所有的上啁啾和下啁啾都是未经调制的 ($a=0$)。具有频移和时移的去斜后未调制的up-Chirp表示式如下

$$y_0[n] = x_{\text{de-chirp-CFO-STO}}(n; 0) = \exp \left[j2\pi \left(\frac{L + \varphi + Q}{f_s M} B \right) n \right] \quad (12)$$

L 表示频移对解调符号所造成的偏移, Q 表示时移对解调符号所造成的偏移, φ 表示由于频移的影响, 对解调符号所造成的不足1的偏移。

(1) CFO小数部分 φ 的估计

上面这些考虑强调了同步操作顺序的重要性, 因为即使是部分纠正一个偏移也有助于估计另一个偏移。实际上, 执行粗粒度时间同步比较校正 φ 更困难。

连续的具有相同调制符号的两个LoRa信号的去斜数据, 将其中一个码片去斜数据取共轭, 并将结果相乘, 对所得到的数据进行求和, 即为 z 。

$$z = \sum_{n=0}^{\frac{f_s}{B}M-1} (y_a[n] \times y_a^*[n - \frac{f_s}{B}M]) \quad (13)$$

由CFO的小数部分 λ 偏移引起的相位在连续相同符号的up-Chirp之间相等。同样,假设在没有AWGN的条件下,有

$$z = \sum_{n=0}^{\frac{f_s}{B}M-1} \exp(2\pi j \varphi) \quad (14)$$

由此可得

$$\varphi = \frac{1}{2\pi} \arctan \left(\frac{\text{imag}(z)}{\text{real}(z)} \right) \quad (15)$$

式(15)可以在 L 和 Q 并未得到修正的情况下使用。对多个连续上啁啾对的估计结果进行平均可以提高最终估计的精度。平均时,采用对多个码片的处理结果进行求和,之后再求相位的方式,可以大大提高相位估计的准确性。由式(15)可以看到, φ 其实与相位值有关,由于相位的周期性,在有噪声存在的情况下, φ 的估计值会体现出与周期性相关的性质。

(2) CFO和STO的整数部分 L 、 Q 的估计

假设在没有AWGN的条件下,并且 φ, λ 均为0, up-Chirp的解调判决为

$$S_{\text{up}} = (L + Q) \bmod M \quad (16)$$

接下来,需要得出down-Chirp受STO和CFO联合影响后的信号的解析表示。推导过程与up-Chirp类似,在此不再赘述。down-Chirp的解调判决式为

$$S_{\text{down}} = (Q - L) \bmod M \quad (17)$$

对于up-Chirp, STO和CFO沿相同的方向移动谱线,移动距离为 $Q+L$;对于down-Chirp,则沿相反方向移动谱线,移动距离为 $Q-L$ 。

通过同时使用 S_{up} 和 S_{down} , L 和 Q 可以被分别计算出来,如下

$$L = \frac{1}{2} \left[(S_{\text{up}} + S_{\text{down}}) \bmod M \right] \quad (18)$$

$$Q = \frac{1}{2} \left[(S_{\text{up}} - S_{\text{down}}) \bmod M \right] \quad (19)$$

2 低轨卫星物联网的LoRa传输方案

2.1 帧结构

LoRa帧结构如图1所示,由4部分组成,即Preamble、Header、Payload和CRC。

Preamble	Header	Payload	CRC
----------	--------	---------	-----

图1 LoRa帧结构

其中, Preamble可划分为Pilot sequence、Frame Sync和Freq Sync共3部分,如图2所示,以便LoRa接收机识别有效载荷符号的开始。Pilot Sequence采用8个符号值为0的连续的上啁啾信号, Frame Sync采用2个符号值为0的上啁啾信号, Freq Sync采用2个符号值为0的下啁啾信号。



图2 Preamble结构

Header可分为Payload Length、Code Rate、CRC_{payload} Presence和CRC_{header}共4部分,如图3所示。Payload Length代表负载数据长度, 8 bit, 可标识2~255 Byte; Code Rate代表编码率, 3 bit, 可选范围4/5、4/6、4/7、4/8; CRC_{payload} Presence, 1 bit, 指示Payload是否存在CRC校验; CRC_{header}, 8 bit, Header的校验码。

Payload Length	Code Rate	CRC _{payload} Presence	CRC _{header}
----------------	-----------	---------------------------------	-----------------------

图3 Header结构

2.2 整体框图

LoRa系统收发整体框图如图4所示。

2.3 发送端信号处理

2.3.1 Header与CRC校验

在LoRa协议中,帧头可分为隐式模式和显式模式。隐式模式会在收发两端提前规定好包括负载长度、码率等信息;显示模式会对数据添加帧头后进行发送。

在Header中,会有8 bit单独作为Header的CRC,在接收端解码时,会对解调出的校验码与接收端重新计算的校验码进行比对,若结果不一致,则当前数据帧会被丢弃。

根据Header中的信息添加CRC_{header}规则如下

$$[h_{11} \ h_{10} \ \dots \ h_0] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \bmod 2 = [\text{crc}_4 \ \text{crc}_3 \ \text{crc}_2 \ \text{crc}_1 \ \text{crc}_0] \quad (20)$$

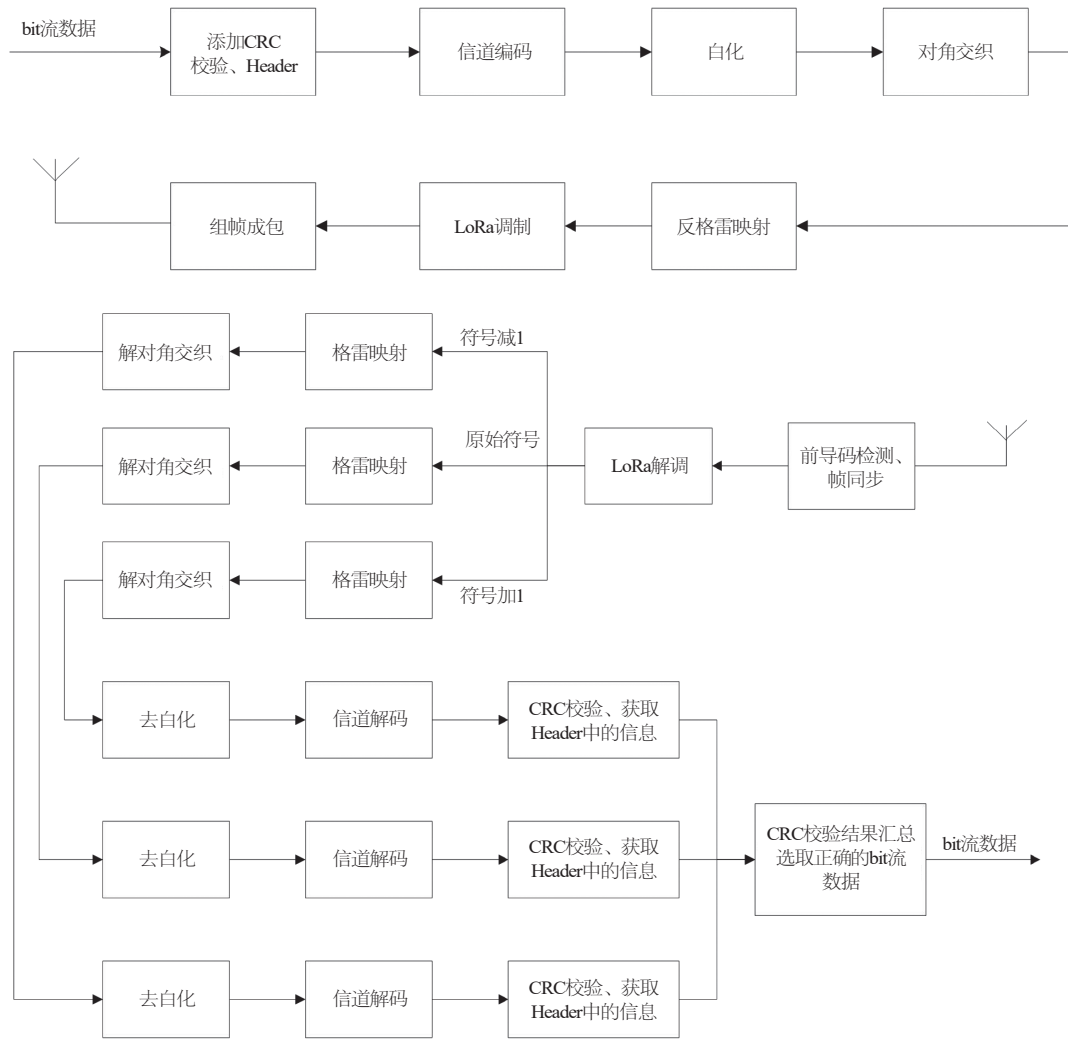


图4 LoRa系统收发整体框图

其余3位以0进行填充。

在LoRa数据包中，负载数据部分所使用的CRC校验多项式为 $x^{16} + x^{12} + x^5 + x^1$ ，对应CCITT-16标准，长度为16 bit，添加在数据之后。

2.3.2 信道编码

为了提升系统抗载波频移和采样时移的性能，对比特流数据进行信道编码，增加校验位，每4 bit信息进行一次编码，编码率 $CR = 4 / (k + 4)$ ， k 为添加的校验位个数，可选范围为[1 ~ 4]。根据编码原理，为了实现和纠正一位错误的的能力应满足如下关系式

$$2^k \geq n + k + 1 \quad (21)$$

n 为信息位个数，在LoRa中固定为4，当 $k \geq 3$ 时，LoRa采用的信道编码才能实现检查和纠正一位错误的的能力。当编码率为4/6和4/5时，会失去纠错功能，只具有检错功能。在对数据进行编码时，Header所对应的20 bit数

据固定采用4/8码率的编码方式进行编码，并不随CR的不同而采用不同的编码率。在对数据进行编码时，根据CR来确定。

2.3.3 白化

白化是将比特流与一段伪随机序列进行异或运算，目的是消除信息中的直流分量，同时起到数据加密的作用。通信系统中如果出现较长的全“0”或全“1”序列，会影响同步的建立和保持，也会带来一定的直流偏置，通过使用扰码的方式来避免这种序列的出现。

2.3.4 交织

交织时采用对角交织，定义矩阵 $C_{i,j}$ ，每一行由4位信息位和 k 位校验位组成，共有SF行，在调制时，每一列，即SF个比特构成一个码元进行调制。对 $C_{i,j}$ 进行交织处理，以SF=13，码率为4/7为例，对于由4 bit信息得到的7位编码数据为

$$[C_{00}C_{01}C_{02}C_{03}C_{04}C_{05}C_{06}] \quad (22)$$

对得到的 13×7 矩阵, 先将矩阵进行 180° 翻转, 再将每一个bit分散在连续不同的码元上, 且在码元不同位上。在对经过加扰的bit流数据进行交织处理时, 进行交织的第一组数据采用 $SF \times 8$ 的矩阵进行交织, 即对 $(SF \times 8)$ bit数据进行交织处理, 输出8个符号, 后续数据的交织矩阵的大小根据CR来确定。原因在于, 在接收端对数据进行解调时, 由于CR不确定, 不便确立交织矩阵的大小, 所以第一次交织矩阵固定为 $SF \times 8$, 待接收端解调出Header中的信息后, 再确立后续交织矩阵的大小。

2.3.5 反格雷映射

在映射时, 对于经过交织后的数据流, 每SF个bit视作一个发送码元, 将其看作格雷码, 记作 $G_{SF-1}G_{SF-2} \cdots G_2G_1G_0$ 。根据反格雷映射, 得出与之相对应的二进制码元, 记作 $B_{SF-1}B_{SF-2} \cdots B_2B_1B_0$, 并根据此数据进行LoRa符号调制。在LoRa数据的解调过程中, 根据去斜数据频谱的谱线位置来确定调制符号, 从而确定所承载的数据。在发生偏差时, 会按照加减法规则产生偏差。故在发送端进行反格雷映射, 以确保二进制码元偏差1时, 对应的格雷码只有一个bit产生误差。映射规则如下

$$\begin{cases} B_{SF-1} = G_{SF-1} \\ B_{i-1} = G_{i-1} \oplus B_{i-1} \end{cases} \quad (23)$$

其中, $i = SF-2, SF-3 \cdots 2, 1, 0$ 。

2.3.6 LoRa调制

一个符号被编码成循环线性调频信号, 其中线性调频的起始位置(移位)与编码符号的 a 值意义相关。SF可以控制Chirp长度, SF越高, 每个符号能够编码越多的比特。

$$f(t; a) = a \frac{B}{M} + \frac{B}{T_s} t - Bu(t - \tau_a), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (24)$$

a 为调制符号, B 为信号带宽, T_s 为码片时长, τ_a 为频率的时间转折点, $u(t)$ 为阶跃函数。负载部分码片长度为 2^{SF} 。此时上啁啾信号与下啁啾信号的表达式如下

$$x_{up}(t; a) = \begin{cases} \exp\left(j2\pi\left[Bt\left(\frac{a}{M}\right) + \frac{B^2}{2M}t^2\right]\right), & 0 \leq t < \tau_a \\ \exp\left(j2\pi\left[Bt\left(\frac{a}{M} - 1\right) + \frac{B^2}{2M}t^2\right]\right), & \tau_a \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (25)$$

$$x_{down}(t; a) = \begin{cases} \exp\left(-j2\pi\left[Bt\left(\frac{a}{M}\right) + \frac{B^2}{2M}t^2\right]\right), & 0 \leq t < \tau_a \\ \exp\left(-j2\pi\left[Bt\left(\frac{a}{M} - 1\right) + \frac{B^2}{2M}t^2\right]\right), & \tau_a \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (26)$$

将需要调制的符号 a 代入, 得到调制后的码片数据。

2.3.7 组帧

根据Preamble中设定好的数据符号, 以及比特流数据经过信道编码后获得的数据符号, 对LoRa数据帧进行波形调制, 并通过射频模块进行发送。

2.4 接收端信号处理

2.4.1 前导码检测与帧同步

接收端对接收到的信号的处理包括粗同步定位、确定码片起始位置、确定负载起始位置、频移同步符号解调等操作。具体操作流程如图5所示。

(1) 粗同步定位

粗同步定位涉及对Preamble中Pilot Sequence部分的数据处理, 包括前导码检测与CFO小数部分 ϕ 的估计。接收到的信号可能的起始位置如图6所示。

接收机在未同步的状态下, 首先每接收一个信号都要对其进行LoRa解调并保存, 记为 $S(i)$, 如果队列中的符号值之间的差值小于或等于设定好的门限值, 则可以认为符号相等, 并记录符号相等的个数 N 。当 N 超过一定数量时, 可以认为已识别出该导码, 该帧被接收以进行后续处理, 否则丢弃。图6中标记着接收端接收的信号相对于原始信号的移位, 即STO, 最后一个前导码中可能包含了帧同步字的一部分; 如果前导码和帧同步字的调制符号相同, 则这种现象不会对最后一个前导码的数据解调有影响, 所以一般调制符号都为0。

粗同步执行完毕, 数据起始位置的可能情况如图7所示, 同时记录前导码处理结束的位置, 并对前导码每个LoRa码片解调出的符号值进行记录, 用于后续补偿。

对于CFO小数部分 ϕ 的估计, 在前导码检测过程中, 设置一个包含两个符号大小的窗口, 然后估计CFO小数部分 ϕ 。需要注意的是, 该方法抗干扰性不强。在信噪比较低时, 计算准确度会降低, 这会影响解调模块对数据的解调, 导致符号解调的不稳定性, 对每一个数据符号而言, 会产生大小为1的偏差。DFT频移示意如图8所示。

对调制符号为4 000, $SF=13$, 带宽=20 MHz, 采样频率=20 MHz的LoRa信号, 添加 $\phi=0.5$ 的频移, 采用8 192点DFT对其进行解调处理。可以看到, 由于DFT的频率分辨率问题, 并不能得到一个准确的峰值, 在有噪声存在的情况下, 两个峰值并不会是相等的数值。此时就会导致解调值出现偏差, 严重影响传输性能。

该问题的产生依赖于对CFO小数部分 ϕ 估计的准确性, 在计算原理的分析中, 选取两个连续码片来对 ϕ 进行估计, 实际上可以采用多个码片计算的方式来提升准确性, 增强抗干扰能力。例如, 选取连续3个码片, 其中

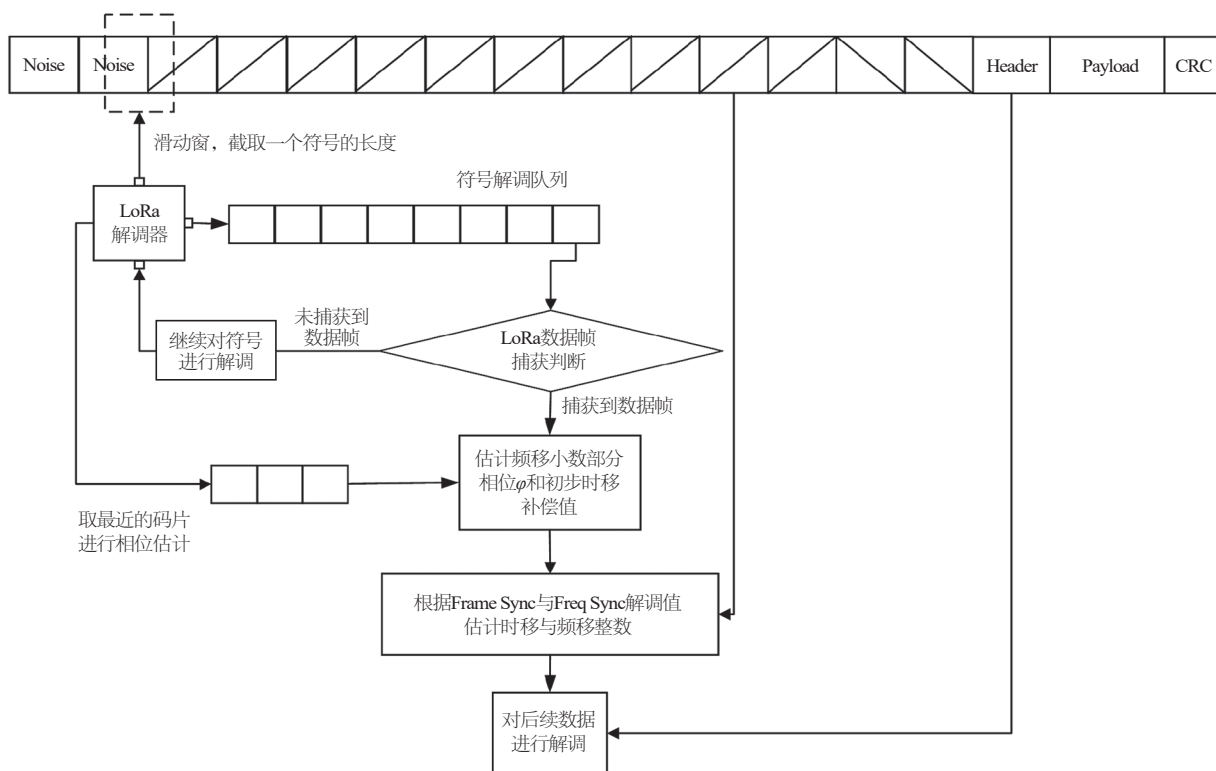


图5 同步过程处理框图

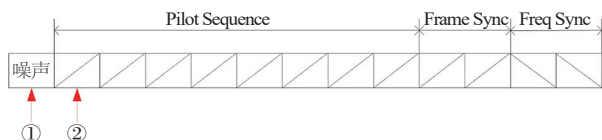


图6 接收到的信号可能的起始位置

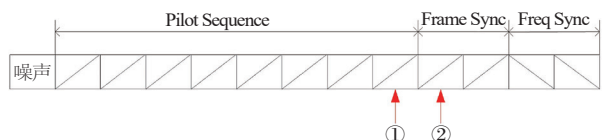


图7 前导码处理完后可能的起始位置

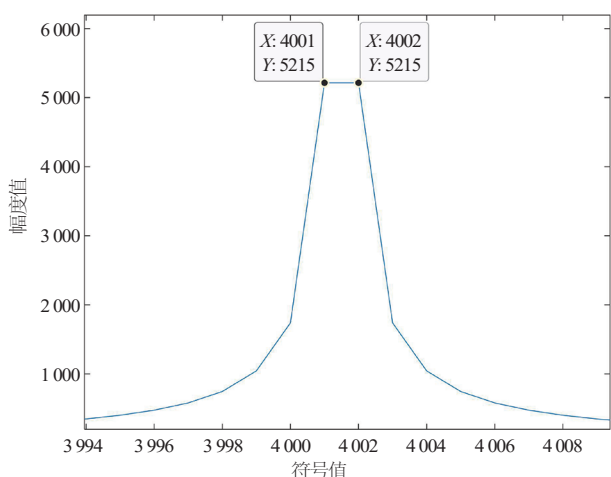


图8 DFT频移示意

第一个码片与第二个码片可计算出结果 z_1 ，第二个码片与第三个码片可计算出结果 z_2 ，将 z_1 和 z_2 相加，并据此结果计算 φ 。经过仿真测试，该方法可以有效提升估计值的准确度，减少由于估计值不够准确所带来的误差。

由于 φ 的值实际上是一个与相位有关的数值，不可避免地会受到周期性的影响，即

$$\varphi = \frac{1}{2\pi} \arctan \left(\frac{\text{imag}(z)}{\text{real}(z)} \right) \quad (27)$$

例如， $\varphi=0.5$ 时，其所对应的相位值为 π ， $\varphi=-0.5$ 时，其所对应的相位值为 $-\pi$ 。由于相位的周期性，可以认为 π 与 $-\pi$ 是同一种结果，但对LoRa数据进行补偿时其对应两种不同的结果，这会影响到数据解调出的符号加1还是减1。

据此，在对解调出的符号进行解码时，将数据分3路进行，分别为原始符号数据、原始符号数据+1、原始符号数据-1，并根据CRC对3路数据进行校验判断，以此选择正确的解调输出。

(2) 确定码片起始位置

根据粗同步中记录的前导码解调出的符号值，取其众数，记录为 i ，并将 i 的值作为STO对数据进行补偿。补偿方式采用丢弃一部分数据点的方式，将估计的数据起始位置与实际的数据起始位置对齐。补偿之后，对应的

结果如图9所示。对于Frame Sync部分的上调信号进行LoRa解调，解调出的符号值结果应该为0。由于计算误差的影响，补偿后的上调信号解调出的符号值可能会有偏差。此时还未对频移进行补偿，暂时假定为0，之后对下一个码片进行数据处理。

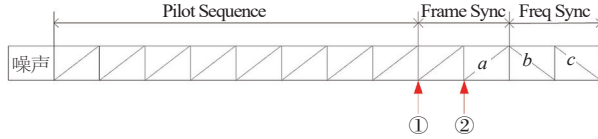


图9 时移补偿后码片可能的起始位置

(3) 确定负载起始位置

根据当前数据序列，对当前所估计的数据起始位置进行假定，即假定当前位置如情形①所示，或者假定当前位置如情形②所示。对之后3个LoRa码片，与符号值为0的上调LoRa码片或下调LoRa码片相乘，并做FFT变换取最大值求和。

情形①下码片a、b、c的位置如图10所示。

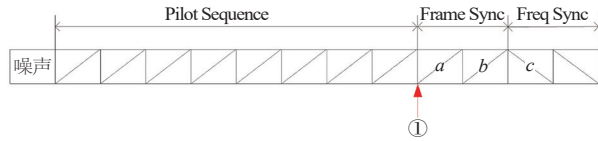


图10 情形①下码片a、b、c的位置

情形②下码片a、b、c的位置如图11所示。

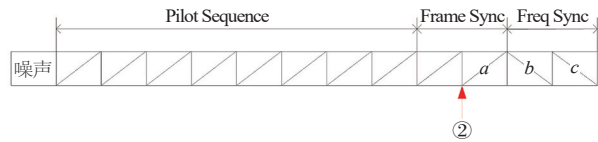


图11 情形②下码片a、b、c的位置

码片b按照下调信号进行解调，将码片b与符号值为0的上调信号相乘，并对结果做FFT变换，取FFT变换中的最大值，记为 $K_{b下}$ 。

码片b按照上调信号进行解调，将码片b与符号值为0的下调信号相乘，并对结果做FFT变换，取FFT变换中的最大值，记为 $K_{b上}$ 。

若 $K_{b下} > K_{b上}$ ，则对应情形②，下一个码片即为负载。补偿后的位置如图12所示。

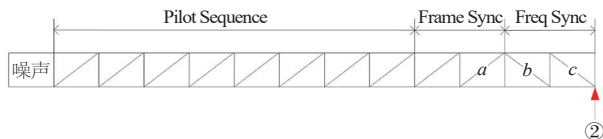


图12 情形②补偿后的位置

若 $K_{b下} > K_{b上}$ ，则对应于情形①，下一个码片即为Freq Sync的最后一个码片。补偿后的位置如图13所示。

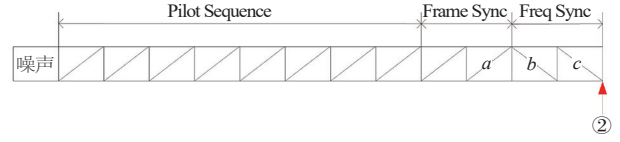


图13 情形①补偿后的位置

(4) 频移同步符号解调

对于码片a，无论是情形①还是情形②，都可保证该码片为上调信号，针对该码片做LoRa解调，设解调结果为 S_{up} 。

对于码片c，无论是情形①还是情形②，都可保证该码片为下调信号，针对该码片做LoRa解调，设解调结果为 S_{down} 。

$$L = \frac{1}{2} \left[(S_{up} + S_{down}) \bmod M \right] \quad (28)$$

$$Q = \frac{1}{2} \left[(S_{up} - S_{down}) \bmod M \right] \quad (29)$$

针对获得的 L 与 Q 值，对后续数据进行补偿。值得注意的是，对于在此过程中获得的 Q 值，若其小于0，说明该码片有部分数据在之前的过程中被截取掉。在此过程中获得的 L 有与 Q 相近的数据范围，而 Q 的范围并不大，所对应的数据点并不多。对于这部分数据，采用在后续数据前段补0的方式进行补充。

2.4.2 LoRa符号解调

经过上述的同步处理过程，能够准确定位到负载部分的起始位置，接下来对LoRa进行解调。将接收到的信号与未经调制的数据信号相乘进行去斜，可以得到一个只与调制符号值有关的具有单一频率的信号，对其进行DFT处理，峰值谱线的位置即为相对应的符号值。

2.4.3 CRC辅助校验

在对接收到的数据进行估计时，由于相位的周期性导致估计的不准确，对接收到的LoRa数据帧进行符号解调时，符号值易出现1的偏差。这是估计的不准确造成的，在频移变化不剧烈的条件下，每帧数据解调出的符号值将出现整体偏1的现象。将解调出的符号值进行+1或-1操作或不操作，分为3路，进行后续解码处理，通过数据后CRC校验码，对正确的数据结果进行辅助校验，从而判断正确的解调值。

2.4.4 格雷映射

根据解调出的符号值，将其转换为相对应的二进制格式，记作 $B_{SF-1}B_{SF-2} \cdots B_2B_1B_0$ 。每个符号对应SF个bit。根据

格雷映射,得到传输的数据,记作 $G_{SF-1}G_{SF-2}\cdots G_2G_1G_0$ 。以达到在发生传输错误时,发生错误的bit数尽可能小的目的。映射规则如下

$$\begin{cases} G_{SF-1} = B_{SF-1} \\ G_{i-1} = B_{i-1} \oplus B_i \end{cases} \quad (30)$$

其中, i 为 $SF-2, SF-3, \cdots 2, 1, 0$ 。

2.4.5 解交织

根据交织规则,对数据进行恢复。首先选取8个符号进行解交织操作,对其中所包含的Header数据进行提取,以获取数据长度、CR等信息。还要对Header进行CRC校验,若Header的CRC发生错误,则将该帧数据进行丢弃,进行下一帧数据的检测与判别。若Header正确,则对数据长度、CR等信息进行提取,并根据这些数据判断之后符号交织矩阵的大小。

2.4.6 解扰

LoRa通过加扰来降低信道编码器添加的冗余位的相关性。通过与发送端相同的序列来对经过解交织之后的比特序列进行异或操作,以恢复加扰之前的数据。

2.4.7 信道译码

对解交织模块第一次处理的8个符号,取出前40 bit,采用4/8码率进行解码,获取Header和其中所包含的信息。对剩余的bit数据,根据获取的码率进行解码;并根据Header中的数据长度,对解码出的bit数据进行截取,以去除在加扰之前为了匹配交织模块所添加的全0序列。

3 系统性能分析

本文借助MATLAB工具,实现了对整个系统的仿真,并以此为基础,对系统的性能进行了仿真分析。通过在合成的LoRa数据包(数据长度=8字节,码率

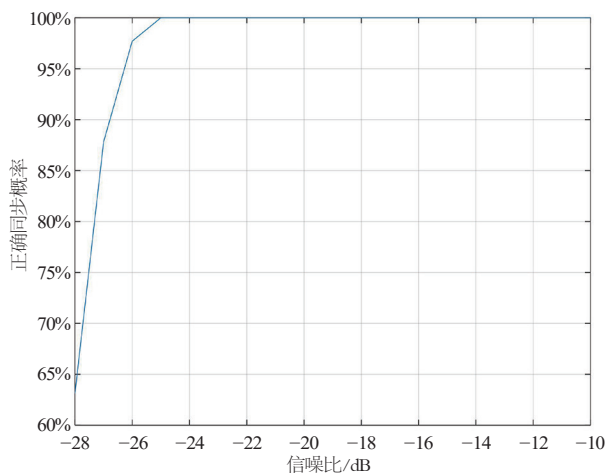
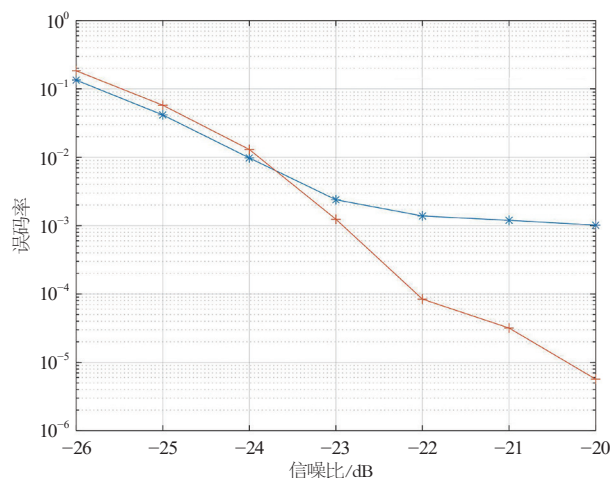


图14 不同信噪比下的正确同步概率



图注: —●— 未使用三路CRC辅助校验 —●— 使用三路CRC辅助校验

图15 不同信噪比下的误码率

CR=4/7, 带宽=20 MHz, SF=13)中加入高斯白噪声来模拟通信信道;并对接收信号随机添加时移与频移,频偏范围设定在[-300 kHz, 300 kHz],时移范围为[0, 8 192]。每个信噪比条件下循环10 000次仿真,分别统计正确同步概率和误码率。

图14给出了所提同步算法在不同信噪比下的正确同步概率性能,可以看出,在-25 dB条件下,所提算法正确同步概率便可基本达到100%的水平。图15给出了所提同步算法在不同信噪比下的误码率性能。可以看出,由于所提算法准确度较高,在-20 dB条件下系统的误码率就能够达到 10^{-5} 。

参考文献:

- [1] PARASHAR R, KHAN A, NEHA A K. A survey: The internet of things[J]. International Journal of Technical Research and Applications, 2016, 4(3): 251-257.
- [2] QU Z C, ZHANG G X, CAO H T, et al. LEO satellite constellation for Internet of Things[J]. IEEE Access, 2019(5): 18391-18401.
- [3] 沈俊, 高卫斌, 张更新. 低轨卫星物联网的发展背景、业务特点和技术挑战[J]. 电信科学, 2019, 35(5): 113-119.
SHEN J, GAO W B, ZHANG G X. Developing background, service characteristics and challenges of LEO IoT[J]. Telecommunications Science, 2019, 35(5): 113-119.
- [4] DE SANCTIS M, CIANCA E, ARANITI G, et al. Satellite communications supporting Internet of remote things[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(1): 113-123.
- [5] JANHUNEN J, KETONEN J, HULKKONEN A, et al. Satellite

- uplink transmission with terrestrial network interference[C]//Proceedings of 2015 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-6.
- [6] 张景, 魏肖, 吴云飞, 等. 天基物联网技术研究与进展综述[J]. 无线电通信技术, 2021, 47(5): 543-548.
- ZHANG J, WEI X, WU Y F, et al. Research of technology and development in satellite Internet of Things[J]. Radio Communications Technology, 2021, 47(5): 543-548.
- [7] RAZA U, KULKARNI P, SOORIYABANDARA M. Low power wide area networks: an overview[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(2): 855-873.
- [8] AYOUB W, SAMHAT A E, NOUVEL F, et al. Internet of mobile things: overview of LoRaWAN, DASH7, and NB-IoT in LPWANs standards and supported mobility[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019, 21(2): 1561-1581.
- [9] WU T W, QU D X, ZHANG G X. Research on LoRa adaptability in the LEO satellites Internet of Things[C]//Proceedings of 2019 15th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference (IWCMC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 131-135.
- [10] REYNDERS B, POLLIN S. Chirp spread spectrum as a modulation technique for long range communication[C]//Proceedings of 2016 Symposium on Communications and Vehicular Technologies (SCVT). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [11] BOR M, VIDLER J, ROEDIG U. LoRa for the Internet of Things[J]. 2016.
- [12] ELSHABRAWY T, ROBERT J. Analysis of BER and coverage performance of LoRa modulation under same spreading factor interference[C]//Proceedings of 2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [13] PETAJAJARVI J, MIKHAYLOV K, ROIVAINEN A, et al. On the coverage of LPWANs: range evaluation and channel attenuation model for LoRa technology[C]//Proceedings of 2015 14th International Conference on ITS Telecommunications (ITST). Piscataway: IEEE Press, 2015: 55-59.
- [14] AUGUSTIN A, YI J Z, CLAUSEN T, et al. A study of LoRa: long range & low power networks for the Internet of Things[J]. Sensors (Basel, Switzerland), 2016, 16(9): 1466.
- [15] AFISIADIS O, BURG A, BALATSOUKAS-STIMMING A. Coded LoRa frame error rate analysis[C]//Proceedings of ICC 2020 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [16] KNIGHT M, SEEGER B. Decoding LoRa: Realizing a modern LPWAN with SDR[C]//Proceedings of the GNU Radio Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016, 1(1).
- [17] TAPPAREL J. Complete reverse engineering of LoRa PHY[J]. Tech. Rep., 2019.
- [18] EIGNER H. Interference analysis of LoRaWAN systems[Z]. 2021.
- [19] MROUE H, NASSER A, PARREIN B, et al. Analytical and simulation study for LoRa modulation[C]//Proceedings of 2018 25th International Conference on Telecommunications (ICT). Piscataway: IEEE Press, 2018: 655-659.
- [20] NGUYEN T T, NGUYEN H H, BARTON R, et al. Efficient design of Chirp spread spectrum modulation for low-power wide-area networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(6): 9503-9515.

[作者简介]



李泽浩 (1998-), 男, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为物联网地面传输、LoRa无线通信。



马建鹏 (1990-), 男, 博士, 西安电子科技大学副教授, 主要研究方向为毫米波大规模MIMO网络、空间信息网络、下一代无线局域网、特种通信网络的物理层和链路层理论与工程应用等。



张顺 (1985-), 男, 博士, 西安电子科技大学教授, 博士生导师, 主要研究方向为毫米波大规模MIMO智能组网、空间信息网络、新一代短距无线通信、智能超表面辅助组网技术以及无线组网验证平台等。



魏肖 (1991-), 现就职于中国电子科学研究院, 主要研究方向为星地融合网络接入技术、卫星物联网传输技术、卫星5G接入技术等。



张景 (1974-), 现就职于中国电子科学研究院, 研究员级高级工程师, 主要研究方向为基于5G移动通信技术体制的卫星无线接入网技术、基于4G/5G技术体制的时敏专网、移动边缘计算技术在行业中的应用等。