2025年5月

文章编号: 2095-4980(2025)05-0434-12

基于低轨卫星物联网的差分LoRa体制性能分析

钱 铭,洪 涛*,张更新

(南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘 要:低轨卫星具有全球覆盖的特性,基于低轨卫星物联网的长距离(LoRa)体制已成为研究热点。为解决LoRa调制方案在低轨卫星信道下的地板效应问题,本文针对差分LoRa调制方案 提出两种差分LoRa解调策略。首先在存在动态多普勒频偏的低轨卫星信道下推导了一个封闭形式 的符号错误概率(SER)表达式,说明LoRa调制在低轨卫星信道中的地板效应问题;之后利用蒙特 卡罗仿真对推导的封闭形式SER表达式进行验证,并对LoRa调制和所提出的差分LoRa调制的误 码率(BER)性能进行评估。仿真结果表明,与LoRa调制体制相比,差分LoRa调制及所提出的差分 LoRa解调策略能有效提高动态多普勒频偏场景下低轨卫星物联网的误码性能。

关键词:物联网;低轨卫星物联网;长距离;差分LoRa调制;误符号率 **中图分类号:**TN914.42 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11805/TKYDA2024170

Performance analysis of differential LoRa scheme for LEO satellite-based Internet of Things

QIAN Ming, HONG Tao*, ZHANG Gengxin

(School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing Jinagsu 210003, China)

Abstract: Low-Earth Orbit(LEO) satellites have the characteristic of global coverage. The Long Range(LoRa) network based on LEO satellite Internet of Things(IoT) has become a research hotspot. To address the floor effect issue of LoRa modulation schemes in LEO satellite channels, two differential LoRa demodulation strategies are proposed for the differential LoRa modulation scheme. Firstly, a closed-form expression for the Symbol Error Rate(SER) is derived under the LEO satellite channel with dynamic Doppler frequency shift, illustrating the floor effect issue of LoRa modulation in LEO satellite channels. Subsequently, the derived closed-form SER expression is validated using Monte Carlo simulations, and the Bit Error Rate(BER) performance of LoRa modulation and the proposed differential LoRa modulation scheme, differential LoRa modulation and the proposed differential LoRa demodulation strategies can effectively improve the BER performance of LEO satellite IoT under dynamic Doppler frequency offset scenarios.

Keywords: Internet of Things(IoT); Low Earth Orbit(LEO) satellite-based IoT; Long Range(LoRa); differential LoRa modulation; Symbol Error Rate(SER)

在地面网络的发展历程中,物联网(IoT)是一个重要的研究方向。针对地面物联网,学术界和工业界都进行 了大量的研究,促进了地面物联网的高速发展,但在海洋、山区等恶劣环境下,地面基站的架设难度很高,因

收稿日期: 2024-03-28; 修回日期: 2024-06-13

*通信作者:洪 涛 email:hongt@njupt.edu.cn

引用格式: 钱铭,洪涛,张更新. 基于低轨卫星物联网的差分LoRa体制性能分析[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2025,23(5):434-445. DOI:10. 11805/TKYDA2024170.

Citation format: QIAN Ming, HONG Tao, ZHANG Gengxin. Performance analysis of differential LoRa scheme for LEO satellite-based Internet of Things[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2025, 23(5):434-445. DOI:10.11805/TKYDA2024170.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(U21A20450; 62171234; 61971440);国家重点研发计划资助项目(2022YFB2902600);江苏省前沿引领 技术基础研究专项资助项目(BK20192002)

此地面网络的覆盖范围受限^[1]。为解决这一问题,作为地面物联网补充的卫星物联网成为了研究热点^[2]。远距离 (LoRa)无线电技术作为低功耗广域网络解决方案,因其低功耗、广覆盖、组网方便等优势被广泛用于物联网中, 已成为地面物联网的主流标准之一。近期,LoRa低轨卫星物联网展现出巨大的研究潜力,被认为是基于低地球 轨道(LEO)卫星星座的卫星物联网最有前途的技术之一。

为评估地面LoRa 网络性能,学者对LoRa 物理层进行了实验分析,包括信号调制及同步原理分析^[3]、误码性能分析^[4-6]。文献[7]根据低轨卫星物联网系统的网络结构、接入机制、带宽等特点,系统分析了LoRa 体系的适应性,证实将LoRa 体系用于低轨卫星物联网的可行性。但由于低轨卫星信道不同于地面信道,将地面LoRa 体系 直接用于低轨卫星物联网将产生不适应性。为提升LoRa 低轨卫星物联网的传输性能,许多研究从物理层设 计^[8-10]、MAC(Medium Access Control)层设计^[11-14]等方面提出了改进措施。文献[15]采用户外实验模拟低轨卫星动态多普勒频偏的方法评估了LoRa 调制的性能,证实了LoRa 技术可适用于低轨卫星场景,但在多普勒频偏变化率 较大、LoRa 数据包较长、扩频因子(Spreading Factor, SF(后文以F表示))较高的条件下,LoRa 调制的误包率明显 提升,传输性能出现地板效应。得益于学术界对LoRa 低轨卫星物联网的广泛关注,近年来针对LoRa 体系的上星 实验正火热开展。文献[16]将LoRa 体系与LEO 卫星(阿联酋国家空间科学和技术中心的 3U 卫星)相结合,用于 Argo 型浮标监测北极地区的海洋,该方案被实测证明是可行的。文献[17]在560 km的立方星上进行了LoRa 调制 上星实验,证实了LoRa 体系能够用于低轨卫星物联网,但卫星信道的动态性对LoRa 体系存在影响。

为提升LoRa体系在存在动态多普勒频偏的低轨卫星信道下的误码性能,差分LoRa调制被指出是一种能够对 抗动态多普勒频偏、解决地板效应问题的可行方法^[18-20],但相关研究都未关注具体解调策略对差分LoRa调制的 性能影响。此外,上述针对LoRa调制误码性能分析的研究都是在不存在多普勒频偏的准静态信道下进行理论推 导的,结论并不适用于评估存在动态多普勒频偏影响下的LoRa低轨卫星物联网的误码性能。

基于以上研究成果,本文首先给出了LoRa低轨卫星物联网的理论分析模型,并在此基础上推导了存在动态 多普勒频偏的低轨卫星信道下LoRa调制的封闭符号错误概率(SER)表达式;针对差分LoRa调制提出了两种差分 LoRa解调策略。最后,在Matlab平台下利用蒙特卡罗方法仿真分析了所提出的两种差分LoRa解调策略误码性 能。仿真结果表明,本文提出的两种差分LoRa解调策略能够对抗低轨卫星信道下的动态多普勒频偏,提升LoRa 低轨卫星物联网的误码性能。

1 系统模型

1.1 LoRa低轨卫星物联网

图 1 为一种用来采集数据的 LoRa 低轨卫星物联网体系架构,该网络由多个 LoRa 终端、低轨卫星和信关站组成。

低轨卫星配备再生转发器解调接收到的数据包,解调后的数据通过星间链路转发给信关站视线范围内的其他低轨卫星,然后通过目标低轨卫星馈线链路传输至信关站。本文重点分析LoRa终端与低轨卫星之间的上行误码性能,不失一般性,本文认为LoRa终端依据LoRaWAN协议规定,采用纯Aloha接入方式^[21]。

1.2 低轨卫星信道模型

低轨卫星信道模型有大尺度和小尺度两种信道衰落模型。 其中大尺度信道衰落模型可看作是自由空间损失模型^[22]:



Fig.1 Architecture of LEO satellite-based LoRa networks 图 1 LoRa低轨卫星物联网体系架构

 $g(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^{\eta} \tag{1}$

式中:d为LoRa终端与低轨卫星的距离; η 为自由空间损耗系数; $\lambda = c/f_{o}$ 为LoRa信号的波长,c为光速, f_{o} 为LoRa信号的载波频率。

小尺度信道衰落模型遵循基于阴影 Rice 分布的简化陆地移动卫星信道模型。小尺度衰落系数包络的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)表示为^[23]:

$$f_{|h|}(r) = \left(\frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega}\right)^m \frac{r}{b_0} \exp\left(-\frac{r^2}{2b_0}\right) {}_1F_1\left(m, 1, \frac{\Omega r^2}{2b_0(2b_0 m + \Omega)}\right)$$
(2)

式中:h为小尺度衰落系数; $2b_0$ 为多径分量的平均功率; Ω 为直射径的平均功率;m为Nakagami-m分布的参数,这些参数的数值与仰角 θ 有关^[24]; $_1F_1(\cdot)$ 为合流超几何函数;r为小尺度衰落系数包络取值。

基于上述理论,到达低轨卫星处的接收信号功率可表示为[25]:

$$P_{\rm r} = P_{\rm t} G_{\rm r} g(d) \left| h \right|^2 \tag{3}$$

式中: *P*_t为LoRa终端的发射功率; |*h*|²为小尺度衰落功率增益; *G*_r为低轨卫星接收增益。 为分析方便,文中参数统一为低轨卫星接收机输入信噪比,其表达式为:

$$y = \frac{P_{\rm r}}{P_{\rm N}} \tag{4}$$

式中P_N为高斯白噪声的平均功率,其表达式为:

$$P_{\rm N} = k_{\rm b} T B \tag{5}$$

式中: k_b为玻尔兹曼常数; T为低轨卫星等效噪声温度; B为LoRa低轨卫星物联网上行链路信号带宽。

1.3 低轨卫星信道的时变特性

与地面网络传输信道相比,低轨卫星信道具有高时延、高动态 和欠散射传播的特点。图2为低轨卫星轨道模型,其中*R*为地球半 径,*H*为低轨卫星高度,地心用*O*表示,v为低轨卫星速度。低轨 卫星信道中存在的动态多普勒频移为^[26]:

$$f_{\rm d}(t) = -\frac{f_{\rm c}}{c} \sqrt{\frac{GM}{R+H}} \times \frac{\sin\left(\frac{\sqrt{GM}}{(R+H)^{\frac{3}{2}}}t\right)}{\sqrt{\left(1+\frac{H}{R}\right)^2 - 2\left(1+\frac{H}{R}\right)\cos\left(\frac{\sqrt{GM}}{(R+H)^{\frac{3}{2}}}t\right) + 1}} \tag{6}$$

式中: G为引力常量; M为地球质量; GM为地心引力常量。

国际电联建议将L波段(1 518~1 675 MHz)分配给民用移动卫星 业务^[27]。由于LoRa信号的时频二维扩展特性,数据包持续时间一 般较长,如当*F*=11时,满载荷的LoRa数据包(符号带宽 *B*=125 kHz,载荷符号数*L*=200)持续时间可达3~4 s^[21]。与地面 LoRa网络所处的非授权ISM(Industrial Scientific Medical)频段相比, LoRa低轨卫星物联网所处频段表现出更明显的动态多普勒频偏, 影响传统LoRa信号的同步和通信性能^[28]。图3为低轨卫星物联网 上行链路的多径传输模型,图中,散射体通常集中在地面侧,导致 低轨道卫星侧到达角分布范围较窄。此时接收信号对应的两侧截断 不对称多普勒功率谱可表示为^[29]:



Fig.2 Orbit model of LEO satellite 图 2 低轨卫星轨道模型



Fig.3 Uplink multipath transmission model 图 3 上行链路多径传输模型图

$$S(f) = \begin{cases} 2\left[1 + \operatorname{sgn}(f + f_{\operatorname{dev}}\sin\alpha)\right] S_{\operatorname{NLOS}}(f) + S_{\operatorname{LOS}}(f), & |f| \leq k_{\operatorname{c}} f_{\max} \\ 0, & \text{else} \end{cases}$$
(7)

式中: sgn(·)为符号函数; f_{dev} 为频偏调整因子; α 为散射径相关因子; f_{max} 为最大多普勒频偏; $k_c \in [0,1]$ 为与到 达角分布有关的系数; $S_{NLOS}(f)$ 为窄谱宽U型谱; $S_{LOS}(f)$ 为 S_{LOS} 的多普勒扩展谱,表现为冲激函数。 表1 不同载波频率下低轨卫星信道的相干时间值

对于低轨卫星物联网上行链路,远距离传播引入了平面 波传播效应。因此,多普勒扩展谱很窄^[30]。表1给出了相应 频段下低轨的相干时间(k_c =0.01,H=500 km)。相干时间 T_c 的经验公式为:

$$T_{\rm c} = \frac{0.423}{k_{\rm c} f_{\rm max}} \tag{8}$$

表1 不同载波频率下低轨卫星信道的相干时间值 Table1 Coherence time values for LEO satellite channel with different carrier frequencies

	$f_{\rm c}/{ m MHz}$	$T_{\rm c}/{ m ms}$
	unlicensed ISM band(480)	4.406
	L band (1 668)	1.268
	S band (2 400)	0.881

由表1可知,与标准LoRa符号毫秒量级持续时间相比,L频段中LoRa符号所经历的小尺度衰落可认为在符号持续时间内恒定^[21]。不失一般性,假设低轨卫星接收机端完美时间同步,因此,LoRa数据包中第*i*个符号*s_i(t)*的接收信号表示为:

$$r_{i}(t) = h(t)s_{i}(t) + \omega_{i}(t) = |h|e^{j2\pi\phi_{1}}e^{j2\pi(f_{d}(t)t+\phi_{2})}s_{i}(t) + \omega_{i}(t) = |h|e^{j2\pi(f_{d}(t)t+\psi)}s_{i}(t) + \omega_{i}(t)$$
(9)

式中: ϕ_1 为小尺度衰落系数的相位; ϕ_2 为多普勒频偏的初相; $\omega_i(t) \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0,\sigma^2)$ 为零均值复高斯白噪声,方差为 $\sigma^2 = P_N/2$ 。低轨卫星信道的小尺度衰落系数可用一阶自回归模型建模^[31]为:

$$h_i = ah_{i-1} + \sqrt{1 - a^2} \varepsilon_i \tag{10}$$

式中: $\varepsilon_i \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_h^2)$ 为独立同分布的复高斯随机过程; $a \in [0, 1]$ 为相关系数,其表达式为:

$$a = \mathcal{J}_0(2\pi k f_{\max} T_s) \tag{11}$$

式中: J₀(·)为第一类零阶贝塞尔函数; T_s为符号持续时间。

2 LoRa调制在低轨卫星信道下的 SER 性能

2.1 LoRa调制与解调

当LoRa信号的带宽为B时,LoRa调制在符号持续时间 $T_s = 2^F \times T$ 内传输1个符号,其中F为扩频因子,T = 1/B。LoRa终端每F个二进制调制信息生成一个十进制调制信息 K_i , $K_i \in \{0, 1, \dots, 2^F - 1\}$,并将 K_i 映射至LoRa符号 初始频率 $f_i = K_i \Delta f($ 其中 $\Delta f = B/2^F$ 表示频率间隔)。因此,LoRa符号表示为:

$$s_{i}(t) = \begin{cases} e^{j\pi(\mu t^{2}+2f_{i})t+\varphi}, & 0 \le t < T_{0} \\ e^{j\pi(\mu t^{2}+2f_{i}-2B)t+\varphi}, & T_{0} \le t < T_{S} \end{cases}$$
(12)

式中: μ 为调频率; φ 为LoRa符号的随机相位; T_0 为LoRa符号的频率跳变时间,其表达式为:

$$T_0 = \left(2^F - K_i\right) / B \tag{13}$$

当接收端以采样率 $f_s = B$ 对接收信号进行采样时,单个LoRa符号可得 $N = 2^{f}$ 个采样点。此时离散LoRa符号可表示为:

$$r_{i}[n] = e^{j\frac{2\pi}{N}n\left(\frac{n}{2}+K_{i}\right)+\varphi} + \omega_{i}[n]$$
(14)

为解调LoRa符号,LoRa接收机将离散接收信号 $r_{i}[n]$ 与本地标准chirp信号 $b^{*}[n]$ 相乘,对结果进行N点离散 傅里叶变换(Discrete Fourier Transform,DFT)执行去调制操作。DFT结果为:

$$G_{i}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} r_{i}[n] b^{*}[n] e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} = \begin{cases} N e^{j\varphi} + \tilde{W}_{i}[K_{i}], & k = K_{i} \\ \tilde{W}_{i}[k], & \text{else} \end{cases}$$
(15)

式中 $\tilde{W}[k]$ 为高斯白噪声的DFT结果。

对于 DFT 操作,随机相位 φ 对峰值判断没有影响。因此, K_i 的最大似然估计结果 \hat{K}_i 可由谱峰搜索得到:

$$\hat{K}_{i} = \arg\max_{k} \left(\left| G_{i}[k] \right| \right) \tag{16}$$

2.2 LoRa调制在存在动态多普勒频偏的低轨卫星信道中的SER性能

图 4 为 LoRa 信号的帧结构。图中,前导用于帮助接收机检测 LoRa 信号并进行时频同步。在进行时频同步 后,接收机可对 LoRa 信号进行顺序解调。与准静态地面物联网相比,由于动态多普勒频偏,这种解调方法将影 响 LoRa 低轨卫星物联网误码性能。由于 LoRa 数据包持续时间较长,随着解调过程的持续,由前导获得的时频同 步信息过时,残余频率偏移量的积累将最终导致解调失败。为此,本文推导一个封闭形式的 SER 表达式来说明 LoRa 调制在低轨卫星信道中的不适应性。

图 5 为传统 LoRa 收发机的框图。假设接收端通过前导同步实现了完美的时频同步,此时接收到的离散 LoRa 信号可重写为:



图4 LoRa信号帧结构

由于 $f_a[n]$ 在单个LoRa符号内的变化量很小,可认为它在单个LoRa符号内恒定。为便于分析,将 $f_{d,i}=f_d/\Delta f$ 记作第*i*个LoRa符号所经历的归一化多普勒频偏。基于2.1小节中的分析,恒定的随机相位 ψ 对LoRa解调没有影响。因此,为便于分析,令 $\psi=0$,此时接收到的离散LoRa符号为:

$$r_{i}[n] = |h| e^{j2\pi \frac{f_{ai}}{N}n} s_{i}[n] + \omega_{i}[n]$$
(18)

在LoRa接收机中,接收信号利用前导进行初始同步。将同步后初始归一化多普勒频偏记为f_{d0},则f_{di}可表示为:

$$f_{d,i} = f_{d,0} - \Delta f_i \tag{19}$$

图5 LoRa收发机结构框图

式中Afi为由动态多普勒频偏引起的归一化残留频率偏移量。

将接收信号 $r_i[n]$ 与本地标准 chirp 信号 $b^*[n]$ 相乘并补偿 f_{d0} ,可得到第i个LoRa符号的去调制信号:

$$g_{i}[n] = r_{i}[n]b^{*}[n]e^{-j2\pi\frac{J_{40}}{N}n} = |h|e^{j2\pi\frac{K_{i}-\Delta J_{i}}{N}n} + \tilde{\omega}_{i}[n]$$
(20)

式中 $\tilde{\omega}_{i}[n]$ 为去调制后的噪声项。

对去调制信号做 N 点 DFT 可得

$$G_{i}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} g_{i}[n] W_{N}^{nk} = |h| \times \frac{\sin\left(K_{i} - \Delta f_{i} - k\right)\pi}{\sin\left[\frac{\left(K_{i} - \Delta f_{i} - k\right)\pi}{N}\right]} e^{j\pi \frac{\left(K_{i} - \Delta f_{i} - k\right)\pi}{N}} + \tilde{W}_{i}[k]$$
(21)

随着N的增大:

$$\frac{\sin(K_i - \Delta f_i - k)\pi}{\sin\left[\frac{(K_i - \Delta f_i - k)\pi}{N}\right]} \approx N \text{sinc} \left(K_i - \Delta f_i - k\right)$$
(22)

对于标准 LoRa 信号, $SF \in \{7, 8, 9, 10, 11, 12\}$, $N = 2^{F}$ 满足式(22)的要求。对于归一化 sinc (x)函数, 函数值在 x = 0 时会出现单峰, 在偏离 0 时迅速衰减。因此当 $\Delta f_i < 1$ 时, 对 DFT 结果进行频谱峰值搜索时只有 $k = K_i$ 和 $k = mod(K_i - 1)_N$ 位置的函数值会影响解调结果。由于其他位置的数值衰减很快,为便于理论分析,把它们近似为噪声项,此时 $G_i[k]$ 可表示为:

$$G_{i}[k] = \begin{cases} |h|N\sin c\left(\Delta f_{i}\right)e^{-j\pi\frac{(N-1)\Delta f_{i}}{N}} + \tilde{W}_{i}[k], & k = K_{i} \\ |h|N\sin c\left(1 - \Delta f_{i}\right)e^{-j\pi\frac{(N-1)(1 - \Delta f_{i})}{N}} + \tilde{W}_{i}[k], & k = \operatorname{mod}\left(K_{i} - 1\right)_{N} \\ \tilde{W}_{i}[k], & \text{else} \end{cases}$$

$$(23)$$

定义 ρ_k 为 $k \neq K_i$ 处的模值,则式[23]中 $\tilde{W}_i[k]$ 为零均值复高斯噪声过程, $\rho_{\text{mod}(K_i-1)_N}$ 服从莱斯因子为 $N(|h| \sin c(1 - \Delta f))^2/2\sigma^2$ 的莱斯分布, $\rho_{k,k \neq \text{mod}(K_i-1)_N}$ 服从瑞利分布。因此,对于 ρ_k ,其累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)为:

第23卷

$$F_{\rho_{i}||h|}(x) = \begin{cases} 1 - Q_{1}\left(\frac{|h|a_{i,1}}{\sqrt{N}\sigma}, \frac{x}{\sqrt{N}\sigma}\right), & k = \operatorname{mod}\left(K_{i} - 1\right)_{N} \\ 1 - \exp\left[-\frac{x^{2}}{2N\sigma^{2}}\right], & \text{else} \end{cases}$$
(24)

式中: $a_{i,1} = N \sin c (1 - \Delta f_i); Q_1(\cdot, \cdot)$ 为一阶 Marcum Q 函数,其数学表达式为:

$$Q_1(a,b) \triangleq \int_b^\infty x \exp\left[-\frac{x^2 + a^2}{2}\right] I_0(ax) dx$$
(25)

定义 β_{K_i} 为 $k = K_i$ 的模值,则对于固定的|h|,第i个LoRa符号的符号错误概率可表示为:

$$P_{e,i|h} = \Pr\left[\max_{k,k\neq K_i} \left(\rho_k\right) > \beta_{K_i}\right] = 1 - P_{\beta_{K_i}}$$
(26)

式中: $P_{\beta_{k_i}}$ 为 arg max $(|G_i[k]|) = K_i$ 的概率; β_{K_i} 服从莱斯因子为 $N(|h|\sin c(\Delta f))^2/2\sigma^2$ 的莱斯分布,其 PDF 表达式为:

$$f_{\beta_{k}||h|}(y) = \frac{y}{N\sigma^{2}} \exp\left[-\frac{(y^{2} + |h|^{2}a_{i,0}^{2})}{2N\sigma^{2}}\right] I_{0}\left(\frac{y|h|a_{i,0}}{N\sigma^{2}}\right)$$
(27)

式中 $a_{i,0} = N \sin c (\Delta f_i)_{\circ}$

由于其余N-1个位置的模值是相互独立的,因此对于固定的|h|,第i个LoRa符号的符号错误概率 $P_{\beta_{\kappa_i}}$ 可由式(24)和式(27)推导出:

$$P_{\beta_{\kappa_{j}}} = \int_{0}^{\infty} \left(1 - Q_{1} \left(\frac{|h|a_{i,1}}{\sqrt{N}\sigma}, \frac{y}{\sqrt{N}\sigma} \right) \right) \left[1 - \exp\left(-\frac{y^{2}}{2N\sigma^{2}} \right) \right]^{N-2} f_{\beta_{\kappa_{j}}||h|}(y) \, \mathrm{d}y = \int_{0}^{\infty} \left[1 - \exp\left(-\frac{y^{2}}{2N\sigma^{2}} \right) \right]^{N-2} f_{\beta_{\kappa_{j}}||h|}(y) \, \mathrm{d}y - \int_{0}^{\infty} Q_{1} \left(\frac{|h|a_{i,1}}{\sqrt{N}\sigma}, \frac{y}{\sqrt{N}\sigma} \right) \left[1 - \exp\left(-\frac{y^{2}}{2N\sigma^{2}} \right) \right]^{N-2} f_{\beta_{\kappa_{j}}||h|}(y) \, \mathrm{d}y$$
(28)

将2个积分项分别记为 P_1 和 P_2 ,利用二项式公式可分别求得 P_1 和 P_2 的闭合表达式, P_1 的闭合表达式为:

$$P_{1} = \sum_{q=0}^{N-2} \binom{N-2}{q} (-1)^{q} \times \frac{e^{-\frac{q}{q+1} \times \frac{|h|^{-}a_{i,0}^{2}}{2Na^{2}}}}{q+1}$$
(29)

式中q为求和符号的变量。

基于文献[32]成果, P2的闭合表达式为:

$$P_{2} = \frac{1}{2} e^{-\frac{|h|^{2} a_{i_{0}}^{2}}{2N\sigma^{2}}} \sum_{q=0}^{N-2} {N-2 \choose q} (-1)^{q} \left[\frac{2}{q+1} e^{\frac{|h|^{2} a_{i_{0}}^{2}}{2(q+1)N\sigma^{2}}} - \ln\left(1, \frac{|h|a_{i,1}}{\sqrt{N}\sigma}, \frac{|h|a_{i,0}}{\sqrt{N}\sigma}, \frac{q+1}{2}, 0, 1\right) \right]$$
(30)

式中:

$$\operatorname{In}\left(1,\frac{|h|a_{i,1}}{\sqrt{N}\sigma},\frac{|h|a_{i,0}}{\sqrt{N}\sigma},\frac{q+1}{2},0,1\right) = \frac{2}{1+q} \exp\left[\frac{|h|^2 a_{i,0}^2}{2(1+q)N\sigma^2}\right] \mathcal{Q}_1\left(\frac{|h|a_{i,0}}{\sqrt{2+3q+q^2}\sqrt{N}\sigma},\sqrt{\frac{1+q}{2+q}}\frac{|h|a_{i,1}}{\sqrt{N}\sigma}\right) - \frac{2}{2+q} \exp\left[\frac{|h|^2 (a_{i,0}^2 - (1+q)a_{i,1}^2)}{2(2+q)N\sigma^2}\right] \mathcal{I}_0\left(\frac{|h|^2 a_{i,0}a_{i,1}}{(2+q)N\sigma^2}\right) \tag{31}$$

將 P_1 和 P_2 代入 $P_{\beta_{\kappa_i}}$ 后,可得 $P_{e,i||h|}$ 的闭合表达式为:

$$P_{e,i||h|} = 1 - \frac{1}{2} e^{-\frac{|h|^2 a_{i,0}^2}{2N\sigma^2}} \sum_{q=0}^{N-2} {N-2 \choose q} (-1)^q \ln\left(1, \frac{|h|a_{i,1}}{\sqrt{N}\sigma}, \frac{|h|a_{i,0}}{\sqrt{N}\sigma}, \frac{q+1}{2}, 0, 1\right)$$
(32)

当∆f_i≥1时,DFT峰值所在位置已偏离正确解调信息位置,由于归一化 sinc(x)函数快速衰减的特性,此时

439

$$P_{e,i} = \begin{cases} 1 - \frac{1}{2} \sum_{q=0}^{N-2} \binom{N-2}{q} (-1)^q \int_0^\infty e^{-\frac{r^2 a_{i,0}^2 \gamma}{N}} \ln\left(1, \sqrt{\frac{2r^2 a_{i,1}^2 \gamma}{N}}, \sqrt{\frac{2r^2 a_{i,0}^2 \gamma}{N}}, \frac{q+1}{2}, 0, 1\right) f_{|h|}(r) dr, \quad \Delta f_i < 1 \\ 1, \qquad \Delta f_i \ge 1 \end{cases}$$
(33)

根据单个LoRa符号的符号错误概率,当LoRa数据包长度为L时,传输数据包的平均SER为:

$$P_{\rm e} = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L} P_{\rm e,i}$$
(34)

基于以上分析,可以发现数据包的平均 SER 与单个符号的 SER 相关。随着 LoRa 符号数量 L 的增加,LoRa 数据包变长,残留频率偏移量的积累导致数据包平均 SER 性能下降。而LoRa 信号是一种时频双扩信号,单个LoRa 符号的符号持续时间在毫秒级,考虑信息传输效率后,LoRa 数据包持续时长通常能够达到数秒^[21]。在存在动态多普勒频偏的低轨卫星信道下,LoRa 体系中这种数据包长持续时间的特性导致残留频率偏移量很容易就能使DFT 结果的峰值产生整数偏移,使传输数据包 SER 性能出现地板效应。因此,要提升LoRa 低轨卫星物联网的误码性能,需要解决动态多普勒频偏引起的地板效应问题,而差分LoRa 调制被认为是一种能够对抗动态多普勒频偏的可行方案,值得进一步研究^[20]。

3 基于低轨卫星物联网的差分LoRa调制及解调

3.1 差分LoRa调制与解调策略

图 6 为差分 LoRa 收发机的框图结构。为对抗动态多普勒频偏,差分 LoRa 调制将数据信息映射到 2 个相邻的 LoRa 符号,通过接收机的差分解调过程使残余频率偏移量不再累积,从而提升误码性能。用 $K = [K_1, K_2, \dots, K_L]$ 代表长度为L的十进制数据信息。差分编码后可以得到L + 1个十进制传输信息为:

$$D = \begin{bmatrix} D_0, D_1, \dots, D_i, \dots, D_L \end{bmatrix}$$
(35)

式中 D_i 为第i个LoRa传输信息,其表达式为:

$$D_{i} = \begin{cases} \mod \left(D_{i-1} + K_{i} \right)_{N}, \ i = 1, 2, \cdots, L \\ 0, \qquad i = 0 \end{cases}$$
(36)

利用传输信息D_i控制 chirp 信号的初始频率进行LoRa 调制可得到需传输的差分LoRa 信号。



Fig.6 Block diagram of differential LoRa transmitter and receiver structure 图 6 差分LoRa发射机及接收机框图结构

3.1.1 绝对差分解调策略

针对差分 LoRa 调制,本文提出两种差分 LoRa 解调 策略:绝对差分解调(Absolute Differential Demodulation, ADD)和移位差分解调(Shift Differential Demodulation, SDD)。ADD策略通过 LoRa 解调直接对接收信号进行解 调,得到绝对传输信息,图7为 ADD策略框图。具体步 骤如下。



假设接收信号通过前导同步实现了完美的时频同步,接收信号经过欠采样和去调制操作后可表示为:

$$g_i[n] = |h|_i e^{j2\pi \frac{D_i - \Delta f_i}{N}n} + \tilde{\omega}_i[n]$$
(37)

对g[n]做N点 DFT 操作后,通过谱峰搜索可得到传输信息 D_i 的检测结果:

$$\hat{D}_{i} = \arg\max_{k} \left(\left| G_{i}[k] \right| \right) = \operatorname{mod} \left(D_{i} - \Delta f_{int} \right)_{N}$$
(38)

通过差分解码可得到数据信息的似然结果 \hat{K}_i :

$$\hat{K}_{i} = \mod \left(\hat{D}_{i} - \hat{D}_{i-1} \right)_{N}, i = 1, 2, \cdots, L$$
(39)

3.1.2 移位差分解调策略

图 8 为 SDD 策略框图。SDD 策略通过移动采样窗口并 对离散信号做共轭乘得到去调制信号。具体步骤如下:

根据式(37)可得到前一个采样窗口对应的去调制信号表 达式为: decimal spectral peak data search FFT multiplication de-chirp sequence delay T_s local chirp signal IFig.8 Block diagram of SDD demodulator

图 8 SDD 解调器框图结构

$$g_{i-1}[n] = |h|_{i} e^{j2\pi \frac{D_{i-1} - \Delta f_{i-1}}{N} (n - T_{s}f_{s})} + \tilde{\omega}_{i-1}[n] = |h|_{i} e^{j\varphi} e^{j2\pi \frac{D_{i-1} - \Delta f_{i-1}}{N}n} + \tilde{\omega}_{i-1}[n]$$
(40)

在接收机上将 $g_i[n]$ 与 $g_{i-1}[n]$ 共轭相乘得到包含数据信息的去调制信号 $z_i[n]$:

$$z_{i}[n] = g_{i}[n]g_{i-1}^{*}[n] = |h|_{i}|h|_{i-1}^{*}e^{-j\varphi}e^{j2\pi\frac{D_{i}-D_{i-1}+Af_{i-1}-Af_{i}}{N}n} + \tilde{v}_{i}[n]$$
(41)

式中 v_i[n]为噪声分量。

对 $z_i[n]$ 做N点 DFT 操作后,通过谱峰搜索可得到数据信息的似然结果 \hat{K}_i :

$$\hat{K}_{i} = \operatorname{mod}\left(D_{i} - D_{i-1}\right)_{N} = \arg\max_{k}\left(\left|Z_{i}[k]\right|\right)$$
(42)

spreading factor F

transmission packet length L

7,8,9,10,11

50~200

式中 $Z_i[k]$ 为 $z_i[n]$ 的N点 DFT 结果。

3.2 解调算法及复杂度分析

所提出的两种解调策略的伪代码如表2所示。根据伪代码,单个FFT操作涉及Nlog₂N个复数加法和Nlog₂N/2 个复数乘法,而1个复数加法需要2个实数加法。根据算法1,ADD策略在1个循环中需要1个FFT和1个实数加 法,在循环外需要N个复数乘法和1个FFT,其算法复杂度为O(nlog₂n)。算法2中,SDD策略在1个循环中需要 1个FFT和2N个复数乘法,在循环外需要N个复数乘法,其算法复杂度为O(nlog₂n)。分析表明,这两种解调策 略的总体复杂性相当,但复数乘法往往是最耗时的操作,因此考虑到计算复数乘法次数时,SDD策略比ADD策 略具有更高的计算复杂度,且由于SDD策略涉及到相邻符号采样点共轭相乘的操作,其资源占用率、接收机实 现复杂度也高于ADD策略。

表2两种解调策略的伪代码 Table2 Pseudocodes of two demodulation strategies		表3 卫星及LoRa信号仿真参数设置 Table3 Satellite and LoRa signal parameters used in simulation	
$1:G_0[k] = FFT(r_0[n]*b^*[n])$	$1:g_0[n] = r_0[n] * b^*[n]$	LEO satellite altitude <i>H</i> /km	500
$2:\hat{D}_0 = \arg\max_k G_0[k] $	2: for $i = 1$ to L do	transmitting power P_t /W	0~1
3: for $i = 1$ to L do	3: $g_i[n] = r_i[n] \times b^*[n]$	velocity of light $c/(m/s)$	3×10 ⁸
4: $G_i[k] = \operatorname{FFT}(r_i[n] \times b^*[n])$	4: $z_i[n] = g_i[n] * g_{i-1}^*[n]$	free space loss coefficient η	2
5: $\hat{D}_i = \arg \max_k G_i[k] $	5: $Z_i[k] = \operatorname{FFT}(z_i[n])$	LEO satellite antenna aperture D/m	1
6: $\hat{K} = \mod(\hat{D} - \hat{D})$	6: $\hat{K}_i = \arg \max_k Z_i[k] $	LEO satellite antenna efficiency $\xi/(\%)$	55
$\sum_{i=1}^{N} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \sum_{i=1}^$		Boltzmann constant k/(J/K)	1.38×10^{-23}
/: end for	/: end for	effective noise temperature T/K	350
		carrier frequency f_c/MHz	1 668
伤具与分析		signal bandwidth B/kHz	125
		elevation $\theta/(^{\circ})$	20~80

仿真参数设置如表3所示。

4.1 理论分析验证

4

为验证数值方法得到结果的准确性,利用蒙特卡罗仿真得到SER性能,并与式(32)进行比较。式(32)中的二 项式系数值较大且需要求解积分表达式,利用 Matlab 求解结果并不准确,因此采用 Maple 进行近似积分计算。图

441

9为归一化残留频率偏移量对 LoRa 调制 SER 性能影响的理 论与仿真对比图。仿真参数配置为F=10,仰角 $\theta=80^{\circ}$,归 一化残留频率偏移量 $\Delta f = \{0,0.1,0.3,0.5,0.7,1\}$ 。

由图9可见, 仿真曲线与理论分析结果一致。当归一化 残留频率偏移量 Δf_i 较小时,其对LoRa调制SER性能的影响 最小。当 Δf_i >0.5时,LoRa调制的SER性能急剧下降,出现 地板效应。因此,解决残留频率偏移量的影响是提升存在 动态多普勒频偏的低轨卫星信道下LoRa调制误码性能的主 要方向。

4.2 BER 性能分析

为评估差分 LoRa 调制的误码性能,利用蒙特卡罗仿真 得到 LoRa 调制和差分 LoRa 调制在低轨卫星信道下的 BER 性 能曲线。仿真中的动态多普勒频偏由卫星工具箱 (Satellite Tool Kit, STK)卫星建模得到,信道系数根据式(2)的 PDF 利 用 Matlab 生成,仿真中 LoRa 解调方法由文献[3]给出。



 Fig.9 SER performance of LoRa modulation with residual Doppler frequency offset
 图 9 残留频率偏移量影响下 LoRa 调制的 SER 性能图

图 10 为不同仰角条件下 LoRa 调制和差分 LoRa 调制的 BER 性能曲线。仿真参数配置为 $\theta \in \{20^\circ, 80^\circ\}$,数据包 长度 L = 200, $F \in \{7, 9, 11\}$ 。

从图 10 可以看出,动态多普勒频偏对 LoRa 解调的影响很明显,更高的信噪比不能得到更好的误码性能。从 图 10(a)中可以看出,对于低仰角,随着信噪比的增加,LoRa 调制和差分 LoRa 调制都可获得解调增益,因为多 普勒频移的动态性并不明显,但此时各种调制方案误码性能都较差。从图 10(b)中可以看出,在高仰角条件下, 对于 *F* = 7,由于数据包持续时间较短,LoRa 调制仍能正确解调。但随着 *F* 提升,由于多普勒频偏的动态性显著 提升,LoRa 调制误码性能出现地板效应,此时差分 LoRa 调制能够明显减弱残留频率偏移量对解调判决的影响, 解决地板效应问题。



Fig.10 BER performance under different elevation angles 图 10 不同仰角下 BER 性能

为分析不同数据包长度下所提差分 LoRa 解调策略的误码性能,在固定 F、改变数据包长度 L 的条件下进行 对比实验。图 11 为不同数据包长度下 LoRa 调制和差分 LoRa 调制的 BER 性能曲线,仿真参数配置为: F=9, $\theta \in \{40^\circ, 60^\circ, 80^\circ\}, L = \{70, 200\}$ 。

从图 11(a)可以看出,对于较短的 LoRa 数据包长度,LoRa 调制比差分 LoRa 调制具有更好的误码性能,但根据 LoRaWAN 规范,短数据包的信息传输效率非常低,难以支持物联网服务^[22]。从图 11(b)可以看出,对于较长的 LoRa 包长度,LoRa 调制的误码性能明显下降,而差分 LoRa 调制受数据包长度的影响较小。在低信噪比下,所 提出的 ADD 策略表现出最佳传输性能;在高信噪比下,ADD 策略传输性能提升不明显。而所提出的 SDD 策略主要受信噪比的限制,在高信噪比下表现出优越的传输性能。

为分析LoRa体制、差分LoRa体制与低轨卫星场景下其他扩频通信体制的误码性能,借助文献[33]的结果,图 12 给出了LoRa调制、差分LoRa调制与直接序列码分多址(Direct Sequence-Code Division Multiple Access, DS-

第23卷

CDMA)体制的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能对比。为得到一致结果, 仿真中选取 E_{b}/N_{0} 与 BER 来衡量, 仿真 条件为 F = 10、 $\theta = 40^{\circ}$,数据包都设置为满载荷。



Fig.11 BER performance under different packet lengths 图 11 不同数据包长度下 BER 性能

由图 12 可知,满载荷条件下,LoRa 调制在低轨卫星信道 下出现地板效应,与理论分析一致;ADD 策略 BER 性能与 DS-CDMA/WH(Walsh-Hadamard)相似,但不如 DS-CDMA/CI (Carrier Interferomtry);而 SDD 策略由于引入额外噪声, E_b/N_0 较低时,其BER 性能不如 ADD 策略和 DS-CDMA,但当 E_b/N_0 升高时,其性能明显提升:在 E_b/N_0 达到 14 dB 后,BER 性能 优于 ADD 策略;达到 15 dB 后,BER 性能优于 DS-CDMA/ WH;达到 16 dB 后,BER 性能优于 DS-CDMA/CI。

通过Matlab仿真,本文分析了LoRa调制和差分LoRa调制 在不同条件的低轨卫星信道下的误码性能。LoRa调制方式在 低轨卫星信道中存在局限性,在LoRa数据包长度较短的场景 下,LoRa调制受动态多普勒频移的影响较小,但短包的信息 传输效率极低,几乎无法支持物联网业务。相反,当传输数 据包长度较长时,动态多普勒频移会显著影响LoRa调制,甚 至在 SF 较高时LoRa数据包不可解码。在这种情况下,差分



 Fig. 12 BER performance comparison between DS-CDMA and LoRa under LEO satellite channel
 图 12 低轨卫星信道下DS-CDMA体系与LoRa体系 BER 性能对比图

LoRa 调制保持优越的误码性能。分析进一步表明,在低信噪比条件下,ADD策略误码性能优于LoRa 调制和 SDD策略,但随着信噪比的增加,误码性能存在性能下限。由于引入了额外的噪声,SDD策略在低信噪比条件 下误码性能较差,但该策略不受动态多普勒频偏影响,其误码性能随着信噪比增加而迅速提升。

5 结论

第5期

本文基于低轨卫星信道的高动态特性,推导了存在动态多普勒频偏的低轨卫星信道下LoRa调制的封闭形式 SER表达式以表征LoRa调制的误码性能。分析表明,LoRa调制用于LoRa低轨卫星物联网时会产生地板效应。 为此,本文设计了两种能满足不同信噪比条件下LoRa数据包传输的差分LoRa解调策略:ADD策略和SDD策略, 分别给出了相应的低轨卫星接收机结构。为全面评估差分LoRa调制在低轨卫星物联网中的误码性能,本文对 LoRa调制和所提差分LoRa解调策略进行了仿真比较。仿真结果表明,差分LoRa调制能够对抗低轨卫星信道下 的动态多普勒频偏,解决地板效应问题,且ADD策略和SDD策略在不同信噪比条件下表现出不同的误码性能。 由于低轨卫星在过顶过程中接收信号信噪比变化范围大,针对差分LoRa调制,接收端只采用一种解调策略存在 局限性,本文提出的两种差分LoRa解调策略在不同信噪比条件下分别可以得到最优误码性能,采用适当的差分 LoRa解调策略切换算法可适应低轨卫星信道下信噪比大范围变化的特性。

未来的研究方向可着眼于低轨卫星 LoRa 物联网避免终端间干扰的 FHSS(Frequency Hopping Spread Sprectrum)-LoRa技术、基于动态多普勒频移的信号同步方法以及低轨卫星 LoRa 物联网的帧结构设计。

参考文献:

- 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. DOI:10.1109/JIOT.2015.2487046.
- [2] 万茜,蒋丽凤,刘子威,等. 卫星物联网混合随机接入技术[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023,21(7):901-909. (WAN Qian, JIANG Lifeng, LIU Ziwei, et al. Hybrid random access technology of satellite Internet of Things[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023,21(7):901-909.) DOI:10.11805/TKYDA2022110.
- [3] KNIGHT M, SEEBER B. Decoding LoRa: realizing a modern LPWAN with SDR[C]// Proceedings of the 6th GNU Radio Conference. Everett, Washington, USA:[s.n.], 2016:1-5.
- [4] SAVAUX V, FERRÉ G. Simple asymptotic BER expressions for LoRa system over Rice and Rayleigh channels[C]// 2021
 Wireless Telecommunications Symposium(WTS). CA,USA:IEEE, 2021:1–4. DOI:10.1109/WTS51064.2021.9433680.
- [5] SWATHIKA R, KUMAR S M D. Analysis of BER performance over AWGN and Rayleigh channels using FSK and PSK modulation schemes in LoRa based IoT networks[C]// 2023 International Conference on Intelligent and Innovative Technologies in Computing, Electrical and Electronics(IITCEE). Bengaluru, India: IEEE, 2023: 351-357. DOI: 10.1109/IITCEE57236.2023. 10091096.
- [6] LIU Jiaojiao, YAN Yuanmei, YU Hua, et al. Approximate BER performance of LoRa modulation with heavy multipath interference[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023,12(5):853–857. DOI:10.1109/LWC.2023.3246132.
- [7] WU Tingwei, QU Dexin, ZHANG Gengxin. Research on LoRa adaptability in the LEO satellites Internet of things[C]// 2019 the 15th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference(IWCMC). Tangier, Morocco:IEEE, 2019:131–135. DOI:10.1109/IWCMC.2019.8766462.
- [8] QIAN Yubi, MA Lu, LIANG Xuwen. The acquisition method of symmetry chirp signal used in Leo satellite Internet of things[J]. IEEE Communications Letters, 2019,23(9):1572-1575. DOI:10.1109/LCOMM.2019.2926262.
- [9] KANG J M,LIM D W,KANG K M. On the LoRa modulation for IoT: optimal preamble detection and its performance analysis[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022,9(7):4973-4986. DOI:10.1109/JIOT.2021.3108139.
- [10] 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):1-11. (LI Zehao,MA Jianpeng,ZHANG Shun, et al. Low orbit satellite Internet of things transmission technology based on LoRa[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2022,3(4):1-11.) DOI:10.11959/j.issn.2096-8930.2022038.
- [11] ULLAH M A,MIKHAYLOV K,ALVES H. Enabling mMTC in remote areas:LoRaWAN and LEO satellite integration for offshore wind farm monitoring[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022,18(6):3744–3753. DOI:10.1109/TII.2021.3112386.
- [12] 周文东. LoRa 体制低轨卫星物联网场景下的上行接入性能分析以及终端参数配置方法研究[D]. 南京:南京邮电大学, 2023. (ZHOU Wendong. Uplink access performance analysis and terminal parameter configuration method of LoRa system in LEO satellite-based IoT networks[D]. Nanjing, China: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2023.) DOI: 10. 27251/d.cnki.gnjdc.2023.001173.
- [13] MALDONADO D, FRAIRE J A, ILABACA P, et al. Network size estimation for LoRa-based direct-to-satellite IoT[C]// 2023 IEEE Cognitive Communications for Aerospace Applications Workshop(CCAAW). Cleveland, OH, USA: IEEE, 2023: 1-6. DOI: 10.1109/CCAAW57883.2023.10219363.
- [14] HERRERÍA-ALONSO S, RODRÍGUEZ-PÉREZ M, RODRÍGUEZ-RUBIO R F, et al. Improving uplink scalability of LoRabased direct-to-satellite IoT networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024,11(7):12526-12535. DOI:10.1109/JIOT.2023. 3333934.
- [15] DOROSHKIN A A,ZADOROZHNY A M,KUS O N,et al. Experimental study of LoRa modulation immunity to Doppler effect in CubeSat radio communications[J]. IEEE Access, 2019(7):75721-75731. DOI:10.1109/ACCESS.2019.2919274.
- [16] FERNANDEZ L, RUIZ-DE-AZUA J A, CALVERAS A, et al. Evaluation of LoRa for data retrieval of ocean monitoring sensors with Leo satellites[C]// 2020 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Waikoloa, HI, USA: IEEE, 2020: 359-362. DOI:10.1109/IGARSS39084.2020.9324377.
- [17] ZADOROZHNY A M, DOROSHKIN A A, GOREV V N, et al. First flight-testing of LoRa modulation in satellite radio communications in Low-Earth Orbit[J]. IEEE Access, 2022(10):100006-100023. DOI:10.1109/ACCESS.2022.3207762.
- [18] BEN TEMIM M A,FERRÉ G,TAJAN R. A novel approach to enhance the robustness of LoRa-like PHY layer to synchronization errors[C]// GLOBECOM 2020-2020 IEEE Global Communications Conference. Taipei, Taiwan, China: IEEE, 2020: 1-6. DOI: 10.1109/GLOBECOM42002.2020.9322210.

- [19] FERRÉ G,BEN TEMIM M A. A dual waveform differential chirp spread spectrum transceiver for LEO satellite communications [C]// IEEE International Conference on Communications. Montreal, QC, Canada: IEEE, 2021: 1-6. DOI: 10.1109/ICC42927. 2021.9500934.
- [20] KIM P,JUNG S,RYU J G. Improvements of IoT waveform for high Doppler[C]// 2023 IEEE the 20th Consumer Communications & Networking Conference(CCNC). Las Vegas,NV,USA:IEEE, 2023:995–996. DOI:10.1109/CCNC51644.2023.10059811.
- [21] TECH L A. Committee stand. LoRaWAN revision 1.1[Z]. 2017.
- [22] DE SOUZA SANT'ANA J M, HOELLER A, SOUZA R D, et al. LoRa performance analysis with superposed signal decoding[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020,9(11):1865–1868. DOI:10.1109/LWC.2020.3006588.
- [23] ABDI A,LAU W C,ALOUINI M S,et al. A new simple model for land mobile satellite channels:first-and second-order statistics[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003,2(3):519–528. DOI:10.1109/TWC.2003.811182.
- [24] MARDENI R, PEY L Y. Path loss model development for urban outdoor coverage of Code Division Multiple Access(CDMA) system in Malaysia[C]// 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. Chengdu, China: IEEE, 2010:441-444. DOI:10.1109/ICMMT.2010.5525001.
- [25] HUANG Qingquan, LIN Min, ZHU Weiping, et al. Performance analysis of integrated satellite-terrestrial multiantenna relay networks with multiuser scheduling[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(4):2718-2731. DOI: 10.1109/TAES.2019.2952698.
- [26] CONG Cao, ZHAI Shenghua. The influence of LEO satellite Doppler effect on LoRa modulation and its solution[J]. Journal of Physics:Conference Series, 2021:012071. DOI:10.1088/1742-6596/1883/1/012071.
- [27] CENTENARO M, COSTA C E, GRANELLI F, et al. A survey on technologies, standards and open challenges in satellite IoT[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021,23(3):1693-1720. DOI:10.1109/COMST.2021.3078433.
- [28] ASAD ULLAH M, PASOLINI G, MIKHAYLOV K, et al. Understanding the limits of LoRa direct-to-satellite: the Doppler perspectives[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2024(5):51-63. DOI:10.1109/OJCOMS.2023.3337004.
- [29] LIU Wen, ZHENG Shixuan, DENG Zhongliang, et al. Multi-scene Doppler power spectrum modeling of LEO satellite channel based on atlas fingerprint method[J]. IEEE Access, 2021(9):11811-11822. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3051774.
- [30] Rohde & Schwarz. 5G NTN takes flight: technical overview of 5G non-terrestrial networks[EB/OL]. (2022-11-14)[2024-03-28]. https://www.microwavejournal.com/articles/39205-5g-ntn-takes-flight-technical-overview-of-5g-non-terrestrial-networks.
- [31] GOMADAM K S, JAFAR S A. Modulation and detection for simple receivers in rapidly Time-Varying channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007,55(3):529-539. DOI:10.1109/TCOMM.2006.888875.
- [32] ERMOLOVA N Y,TIRKKONEN O. Laplace transform of product of generalized Marcum Q,Bessel I, and power functions with applications[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014,62(11):2938-2944. DOI:10.1109/TSP.2014.2319772.
- [33] KAPOOR R,ENDLURI R,KUMAR P. Interference mitigation in downlink multi-beam LEO satellite systems using DS-CDMA/ CI[C]// 2014 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics(ICACCI). Delhi, India: IEEE, 2014:491-495. DOI:10.1109/ICACCI.2014.6968587.

作者简介:

钱 铭(1999-),男,在读硕士研究生,主要研究方向为低轨卫星物联网.email:18851962900@163.com.

张更新(1967-),男,教授,博士生导师,主要研究 方向为卫星通信、卫星定位、物联网等.

洪 涛(1982-),男,博士,副教授,主要研究方向 为卫星物联网和卫星通信等.