高频谱效率LoRa与低复杂度检测

Alireza Maleki、Ebrahim Bedeer 和 Robert Barton

arXiv:2601.03148v1 [eess.SP] 6 Jan 2026

摘要——本文提出一种高频谱效率LoRa（SE-LoRa）调制方案，并采用基于低复杂度连续干扰消除（SIC）的检测器。与传统LoRa调制相比，该通信方案显著提升了LoRa调制的频谱效率，同时实现了可接受的误差性能，尤其是在较高扩频因子（SF）设置下。我们推导了SE-LoRa传输方案的联合最大似然（ML）检测规则，但其计算复杂度较高。为解决这一问题，并利用去啁啾SE-LoRa信号的频域特性，我们提出了一种低复杂度SIC检测器，其计算复杂度与传统LoRa检测处于同一量级。通过计算机仿真，我们表明，采用低复杂度SIC检测器的SE-LoRa可在SF分别为7、9和11时，将LoRa调制的频谱效率分别提升至445.45%、1011.11%和1071.88%，同时在莱斯信道条件下，当符号错误率（SER）为 10^{-3} 时，误差性能与传统LoRa相比劣化不到3 dB。

索引词—LoRa、频谱效率、串行干扰消除

I. 引言

THE 物联网代表物联网设备（又称终端设备）之间的连接与通信，旨在收集数据、处理数据，并利用所得见解，通过更智能、自动化的决策改善日常生活。物联网设备迅速增长，连接需求不断增加，使构建有效的物联网系统更具挑战性。如何创建灵活、经济且节能的系统，以管理数据传输、支持对时间不敏感的通信，并在规模受限的情况下保持可靠性，仍然是一项难题。为应对这些问题，低功耗广域网（LPWAN）技术已成为物联网网络的主要连接选择。低功耗广域网通信范围广、能效高、实施成本低，因此适用于可容忍延迟且数据吞吐量受限的应用，包括由电池供电的低能耗设备 [1]。

在众多低功耗广域网技术中，Semtech 的远距离广域网（LoRaWAN）协议基于 LoRa 调制（也称为啁啾扩频（CSS）调制），已迅速获得全球业界的认可。LoRaWAN 是各种低功耗广域网应用的热门选择，因为它是一种开源技术 [2] ，支持独立且低成本地部署网络。LoRaWAN 已广泛应用于许多不同的系统和场景。尽管 LoRaWAN 物联网终端设备能够实现数十公里的通信范围，且设备电池寿命最长可达十年 [3]，但其数据速率相对较低，通常只有每秒几千比特。[4] 例如，在美国地区，扩频因子（SF）为 7、带宽为 500千赫兹时，最高数据速率可达 21.9 千比特/秒。尽管这一数据速率足以满足当前 LoRaWAN 应用的需求，但应急响应、多媒体物联网系统、视频流媒体和灾害监测等需要更高数据速率的应用场景仍受到严重限制。因此，提高 LoRa 调制的频谱效率（SE），对于满足当前和未来物联网对更高数据吞吐量的需求至关重要。

文献中的多项研究尝试通过预处理 LoRa信号波形 [5]–[9] ，或在发射机和接收机两端增加多天线等额外硬件，以构建多输入多输出（MIMO）配置并提高数据速率 [10]–[12]，从而提升 LoRa 调制的频谱效率。然而，这两种方法都需要在改善 LoRa 调制性能与维持其低成本实现之间权衡 [9]。近期， [13], 提出了一种基于叠加的LoRa传输方案，据此，LoRa帧中的一串 LoRa 啁啾信号可以在比传统LoRa传输更短的时长内发送，从而提高数据吞吐量。然而，在接收机端，由于前序和后续 LoRa信号带来的额外干扰，误差性能显著下降，导致所有仿真和实验场景中都出现误差地板。

在本文中，受 [13], 中工作的启发，我们提出了一种名为 SE-LoRa 的高频谱效率LoRa传输方案。在该方案中，LoRa帧内连续的 LoRa 啁啾信号每隔 $\tau < T$ 秒传输一次（T 是传统的 LoRa 啁啾信号传输时间）。然而，这样做会导致在 T 的持续时间内，接收信号由多个 LoRa 啁啾信号叠加而成：一个完整的 LoRa 啁啾信号对应于特定接收窗口中的期望啁啾，其余则是被截断的

Alireza Maleki 和 Ebrahim Bedeer 任职于加拿大萨斯卡通萨斯喀彻温大学电气与计算机工程系，邮编 S7N5A9。电子邮箱：{alireza.maleki and e.bedeer}@usask.ca。R. Barton 任职于思科系统公司。电子邮箱：robbarto@cisco.com。本研究得到 NSERC/思科工业研究主席项目的支持。

LoRa 啁啾信号，构成干扰。为解决这一问题，我们提出了一种低复杂度检测器，该检测器基于连续干扰消除（SIC）运行，并能有效消除前后 LoRa 信号造成的干扰。通过仿真，我们还表明，所提出的基于串行干扰消除的检测器能够实现可接受的误差性能。本文的主要贡献总结如下：

1）SE-LoRa传输联合最大似然（ML）检测器的推导：提出SE-LoRa后，我们首先推导出最优联合最大似然检测器，以联合检测LoRa帧中的LoRa啁啾信号。

2）低复杂度SIC检测器的设计：由于联合最大似然检测器的计算复杂度较高，尤其是在实际的SF取值下，因此我们提出一种基于去啁啾SE-LoRa信号频域特性的低复杂度SIC检测器，可有效减轻啁啾间干扰。

3）基于仿真的性能评估：仿真结果证实，与传统LoRa相比，所提出的SE-LoRa系统结合低复杂度SIC检测器，在显著提升频谱效率的同时，仍能保持理想的误差性能。例如，在莱斯信道条件下，当符号错误率（SER）为10^{-3} 时，对于SF值7、9和11，所提出的低复杂度SIC检测器可分别将LoRa 调制的频谱效率提升至445.45%、1011.11%和1071.88%，同时误差性能与传统LoRa相比仅相差不到3 dB。

本文其余部分安排如下。第 II 节通过讨论相关研究，介绍现有技术。第 III 节介绍系统模型以及 SE-LoRa 传输方案。第 IV 节推导联合最大似然检测规则，并讨论其计算复杂度。第 V 节介绍低复杂度SIC检测器。第 VI 节给出仿真结果。最后，第 VIII 节对本文进行总结。

II. 相关工作

斜率移位键控LoRa（SSK-LoRa）是一种由 [5] 的研究提出的调制方式。该方法通过同时使用频率随时间线性递增的上啁啾和频率随时间线性递减的下啁啾，扩展了传统LoRa 符号集。得益于这一扩展，每个符号周期可以多传输一位。尽管SSK-LoRa的频谱效率提升幅度不大，例如当扩频因子为 =7 时仅为 14.3%，但在比特错误率（BER）为 10^{-4} 时，SSK-LoRa 的性能相比传统LoRa方法提升约 0.35 dB。

索引调制（IM）是另一种备受关注的方法，已成为提升不同调制方案数据速率的有效技术 [14]。文献 [6]提出将索引调制（IM）与 LoRa 调制相结合，形成频移啁啾扩频索引调制（FSCSS- IM）。在该方案中，每个发送信号由多个独特的 LoRa 波形相加生成，每个波形代表所传输数据的一部分。因此，每个符号传输的总比特数更高；例如，与传统LoRa相比，在扩频因子为 = 7时，频谱效率提升相当于157%。该传输方案的理想检测器需要遍历发射机使用的所有可能的 LoRa 符号组合。文献 [6]，还提出了一种复杂度更低的接收机结构，以降低这种复杂度。仿真结果表明，尽管 FSCSS-IM 显著提升了频谱效率，但其误码率性能略逊于传统 LoRa 调制；例如，在加性高斯白噪声（AWGN）信道条件下，扩频因子为 $= 8$ 且误码率为 10^{-4} 时，性能约下降 0.3 dB。

为进一步提升 LoRa系统的频谱效率， [7] 中的作者提出了一种名为同相与正交啁啾索引调制（IQCIM）的调制方法，该方法基于 FSCSS-IM 与 IQ复用的结合。该方法将两种 FSCSS-IM 波形作为同相与正交分量进行组合，从而生成发送信号。因此，在带宽和系统特性相同的情况下，IQCIM 的比特率是 FSCSS-IM 的两倍。性能评估结果表明，与传统 LoRa 调制相比，IQCIM 在大幅提高频谱效率的同时，保持了相当的计算复杂度。实现这一提升仅需将能耗增加约 0.9 dB。

在 [15]，中，作者研究了将多根天线与 LoRa 调制结合的 MIMO配置用于提升基于 LoRa 的通信链路可靠性。随后，两项简要研究 [10]，[11]，分别介绍了面向高速率物联网应用的 MIMO-LoRa系统预编码技术和检测框架，推动了相关研究的发展。为减少广播信号之间的干扰，这些方法中的每根发射天线均以独特的扩频因子发送LoRa波形。该配置使接收端能够获得空间分集，同时使LoRa传输的频谱效率与发射天线数量成正比地提高。根据 [10], [11], 中的仿真结果，所提出的 MIMO-LoRa系统在可实现数据速率和误码率方面均显著优于传统LoRa。例如，在 4×4 MIMO 配置下，当加性高斯白噪声信道条件下的误码率为 10^{-4}时，MIMO-LoRa 可使 LoRa 调制的性能提升 6 dB，同时将频谱效率提高 240%。然而，由于最大似然检测需要针对每一种可能的符号组合进行检测，因此检测过程的计算开销仍然很大。作为 MIMO-LoRa配置领域最新的研究，作者在 [12] 中引入了MIMO-CSS-PMM，一种 MIMO

用于 LoRa 调制并结合置换矩阵调制（PMM）的配置。所提出的方法提升了 LoRa传输的误差性能和频谱效率。例如，对于 4×4 MIMO 配置，MIMO-CSS-PMM 方案使 LoRa 调制的频谱效率提高了 340%，同时在误码率为 10^{-4}的瑞利衰落信道条件下将性能提升 9 dB。尽管推导出了理想的最大似然检测器，但事实证明其计算开销很大。为简化检测过程，研究人员提出了两种半相干检测方法。根据仿真结果，所提出的检测器在实现接近传统LoRa调制的误码率性能的同时，大幅降低了复杂度。然而，通过 MIMO 配置获得的性能增益需要付出额外硬件复杂度和成本的代价。

最近，[9] 提出了一种新的调制方法，利用索引交织啁啾扩频（ICS）LoRa 符号传输信息。所提出的方法在保持传统LoRa调制恒包络特性的同时，能够提供更高的数据速率。针对索引交织框架，研究者设计了一种低复杂度检测算法，并通过解析推导获得了相应的误码率表达式。当扩频因子为 7 时，所提出的 Index-ICS LoRa 方案相比传统 LoRa 和 ICS-LoRa，性能分别提升约 28.6% 和 14.3%。根据仿真数据，与传统LoRa调制相比，该方法以误差性能下降为代价实现了更高的吞吐量；例如，在瑞利衰落信道中，误码率为 10^{-3} 时，性能差距为 2.5 dB。

III. 系统模型

下文将介绍 LoRa 调制的基础知识及其传统检测过程，随后介绍 SE-LoRa传输方案。

A. LoRa 调制与传统检测基础

考虑一种基于 LoRa 的通信系统架构，其中 LoRa 终端设备向固定的地面 LoRaWAN 网关传输。LoRa 终端设备按照 LoRaWAN 规范进行设置，扩频因子为 SF $\in \{7,8,9,10,11,12\}$，带宽为 B $\in \{125,250,500\}$ 千赫 [16]。LoRa 调制被建模为一组由 $M = 2^{\mathrm{SF}}$ 个正交啁啾信号组成的集合，其中每个信号对长度等于扩频因子的二进制序列进行调制。该系统将每个信息符号映射到一个啁啾波形上，该波形的频率在整个带宽内线性增加。这种啁啾信号的关键特性在于：当符号频率达到最大值后，会回绕至最小频率，并继续扫频，直至整个带宽被完整覆盖一次 [16], [17]。

假设我们有一个长度为 $b_0 b_1 \dots b_{\mathrm{SF}-1}$的二进制序列。采用 LoRa 调制时，首先求得 $\sum_{i=0}^{\mathrm{SF}-1} b_i 2^i$ $s \in \mathcal{S} =$ 的十进制值。显然，我们有 $\{0,1,\dots,M-1\}$。然后，将带宽划分为 M 个频率区间，选取 $-\mathrm{B}/2+\mathrm{B}s/M$ 的频率作为啁啾起始频率，即信息承载元素。LoRa 调制的符号时长可计算为 $T = M/\mathrm{B}$ [16]。因此，LoRa 调制的频谱效率可表示为：

$$\eta_{\mathrm{L}} = \frac{R_{\mathrm{L}}}{\mathrm{B}} = \frac{\mathrm{SF}/T}{\mathrm{B}} = \frac{\mathrm{SF}}{M} = \frac{\mathrm{SF}}{2^{\mathrm{SF}}}, \tag{1}$$

其中 $R_{\mathrm{L}} = \mathrm{SF}/T$ 是 LoRa 调制比特率。参见公式 (1)，显然，随着 SF 增大，η_{L} 的分母比其分子增长得更快，从而导致频谱效率（SE）降低。

符号 s 的连续相位离散时间 LoRa 信号的基带表示可写为 [16]:

$$\begin{aligned} x_{\mathrm{L}}[n;s] &= \exp\left(2\pi j \frac{n^2 + 2ns - nM}{2M}\right) g_M[n] \\ &= x_{\mathrm{L}}[n;0] \exp\left(2\pi j \frac{ns}{M}\right) g_M[n], \end{aligned} \tag{2}$$

其中 $g_M[n] = 1$ 在 $n = 0, 1, \dots\dots, M-1$ 时成立，其余情况下为零。在文献中，$x_{\mathrm{L}}[n;0] = \exp(2\pi j(n^2 - nM)/(2M))$ 被称为基本上啁啾 [16], [17]，用于调制 LoRa 符号 $s = 0$，并作为 LoRa 解调过程的一部分。

LoRa 调制具有独特的频域特性，因此可以通过去啁啾（将接收信号与基本上啁啾的复共轭相乘，即 $x_{\mathrm{L}}^*[n;0]$ [16]）和离散傅里叶变换（DFT）操作来进行解调。如 [16]，所示，这种检测方法直接源自对 LoRa 啁啾信号的最大似然检测。对于接收信号为 $r[n] = \sqrt{P}hx_{\mathrm{L}}[n;s] + w[n]$ $(n = 0, 1, \dots\dots, M-1)$ 的情况，传统的相干 LoRa 检测可表述为：

$$\hat{s} = \arg\max_{u \in \mathcal{S}} \mathcal{R}\left\{ h^* \times \underbrace{\mathrm{DFT}\left\{ r[n] x_{\mathrm{L}}^*[n;0] \right\}}_{Y[u]} \right\}, \tag{3}$$

其中，P、h 和 $w[n]$ 分别表示 LoRa 终端发射功率、复信道增益和加性高斯白噪声。此外，$\mathcal{R}\{x\}$ 是复数值 x 的实部。需要注意的是，本文假设接收机已知信道状态信息（CSI）。接收机获取该信息的一种方法是使用 [18] 中提出的方法估计信道系数。在该方法中，接收机利用 LoRa帧的前导码部分估计信道系数；前导码在每帧开始时发送，用于同步。接收机端已知前导码中的 LoRa 符号。因此，可以将其用作导频信号进行信道估计。该技术能够以极高的精度估计信道系数，且不会产生额外的信令开销 [12], [18]。此外，还可以使用 [19] 中提出的技术，利用此前检测到的 LoRa 符号估计信道系数。需要注意的是，在估计信道系数后，信道将

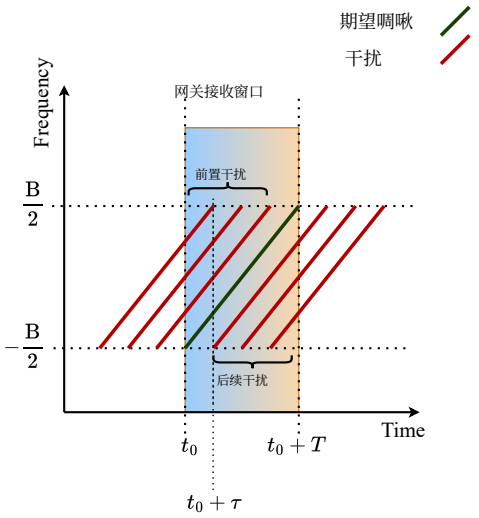


图 1：SE-LoRa传输的 SE-LoRa 传输方案 $\tau = T/4$ （请注意，出于说明目的，我们为所示的所有啁啾设置了 $s = 0$ ）

被假设在整个 LoRa帧传输过程中保持不变。对于典型的 LoRa 应用而言，这一假设是合理的，因为终端设备和网关（GWs）通常基本处于静止状态。

B. SE-LoRa 传输

本文受 [13] 的工作启发，提出了 SE-LoRa 传输方案，以提高基于 LoRaWAN 的物联网网络中的频谱效率。该调制方式的基本原理是每隔 $\tau = T/K$ 秒传输一次 LoRa 信号，其中 $K \geq 1 \in \mathbb{Z}$ （$\mathbb{Z}$ 为整数集合）。因此，在接收机处，GW 会在时长为 T 的时间间隔内观测到期望 LoRa 信号与若干截断的 LoRa 信号的叠加，后者会造成干扰。为作说明，图 1 展示了这一场景，其中 τ 设为 $T/4$。在这种情况下，GW 会在时长为 T 的接收窗口内捕获完整的 LoRa 信号（本文称为期望啁啾），以及来自前面 3 个和后面 3 个截断 LoRa 信号的干扰。还应注意，采用这一方法时，接收机需要将接收窗口的偏移量调整为 τ，而不是 T，以便依次检测 LoRa 帧中的连续 LoRa 符号。例如，第一个 LoRa 符号的接收窗口从 0 延伸至 T，第二个符号的接收窗口从 τ 延伸至 $T+\tau$，依此类推。

为阐述 SE-LoRa 调制带来的频谱效率提升，可以看出，使用传统LoRa调制传输 l 个 LoRa 符号时，ED 总共需要 lT 的时间。然而，采用 SE-LoRa 时，传输相同信息量所需的时间为 $(l-1)\tau + T$。因此，SE-LoRa 调制的频谱效率可表示为

$$\eta_{\mathrm{SE-L}} = \frac{R_{\mathrm{SE-L}}}{\mathrm{B}} = \frac{Kl}{K+l-1}\eta_L. \tag{4}$$

可以看出，对于典型的 LoRa 帧载荷，当l 相对较大（$l \gg K$）时，有 $\eta_{\mathrm{SE-L}} \approx K\eta_{\mathrm{L}}$。

在不失一般性的情况下，我们可以将一个持续时间为 T 的接收窗口（例如第一个接收窗口 $0 \leq t = nT/M < T$ ）内采样得到的 SE-LoRa 信号表示为：

$$r[n] = \sqrt{P}hX_{\mathrm{SE}}[n; \{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}] + w[n], \tag{5}$$

对于 $n = 0$，1、.....、$M-1$。此外，$X_{\mathrm{SE}}[n]$ 表示在网关接收窗口内接收到的 LoRa信号的叠加，可表示为：其中包括对 LoRa 符号 s_0 进行调制的期望啁啾、对 $\{s_i\}_{i=-K+1}^{-1}$ 进行调制的 $K-1$ 个先行截断啁啾，以及对 $\{s_i\}_{i=1}^{K-1}$ 进行调制的 $K-1$ 个后续截断啁啾。

$$\begin{aligned} X_{\mathrm{SE}}[n; \{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}] = & \underbrace{x_{\mathrm{L}}[n; s_0]}_{\text{Desired chirp}} \\ & + \underbrace{\sum_{i=-K+1}^{-1} x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda; s_i] g_M[n]}_{\text{Preceding interference}} \\ & + \underbrace{\sum_{i=1}^{K-1} x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda; s_i] g_M[n]}_{\text{Succeeding interference}}, \end{aligned} \tag{6}$$

其中 $\lambda = \lfloor M/K \rfloor$ （$\lfloor . \rfloor$ 为向下取整运算符）。此外，为便于后续推导，我们使用基本上啁啾表达式将 $x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda; s_i]$ 展开如下：

$$\begin{aligned} x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda; s_i] = x_{\mathrm{L}}[n; 0] \exp\left[2\pi j \frac{\alpha(i,\lambda,s_i)n + \beta(i,s_i,\lambda)}{2M}\right] \\ \times g_M[n-i\lambda], \end{aligned} \tag{7}$$

其中：

$$\begin{cases} \alpha(i,\lambda,s_i) = 2s_i - 2i\lambda, \\ \beta(i,s_i,\lambda) = i^2\lambda^2 - 2i\lambda s_i + i\lambda M. \end{cases} \tag{8}$$

需要指出的是，SE-LoRa方案无法直接部署在典型的商用现货（COTS）LoRa发射机上，因为该方案依赖于访问调制器的同相/正交（I/Q）采样。从概念上讲，发射机不再是每个 T 发送一个传统LoRa啁啾波形的标准LoRa调制解调器；相反，它必须生成SE-LoRa信号，将多个经过时间移位的LoRa信号采样叠加，并在一个 T 符号间隔内发送，如式（6）所示。由于常见的LoRa芯片组在内部实现调制/解调，且不提供必要的基带接口，因此通常无法通过简单的固件更新实现这种叠加。

在以下部分中，我们推导 SE-LoRa 调制的联合最大似然（ML）检测规则。通过该规则，对于一个 LoRa帧，可以检测出构成有效载荷的 LoRa 符号序列。

IV. 联合最大似然检测

这里的“联合”是指检测 LoRa 帧载荷中的所有 LoRa 符号。LoRa帧是由连续的 LoRa 啁啾信号组成的序列，用于调制 LoRa 符号。如图2所示，LoRa载荷之前有多个部分，即物理层头部（PHDR）、PHDR循环冗余校验（循环冗余校验）、同步字和前导码。需要注意的是，这些部分在接收机处是已知的，即 s_{-1}、$\ldots$ 和 s_{-K+1} 均为已知信息。此外，在接收机侧，我们将 $t=0$ 设为接收机在同步过程之后开始接收该帧有效载荷的时间。

现在，考虑使用 SE-LoRa方案传输完整的 LoRa帧。因此，在时间持续时长为 $0 \le t \le lT$ 内，我们可以将接收到的 SE-LoRa载荷 (s_0, s_1, $\ldots$, s_{l-1}) 个样本表示为：

$$r_{\mathrm{F}}[n] = \underbrace{\sqrt{P}h \sum_{i=-K+1}^{-1} x_{\mathrm{L}}[n - i_1\lambda; s_i] g_M[n]}_{C} + \sqrt{P}h \underbrace{\sum_{i=0}^{l-1} x_{\mathrm{L}}[n - i\lambda; s_i]}_{X_{\mathrm{SE-F}}[n;\{s_i\}_{i=0}^{l-1}]} + w[n], \tag{9}$$

对于 $n = 0$<style id="2">，1<style id="4">，$\ldots$，$lM-1$。如前所述，项 C 在接收机 [4]处是已知的。利用贝叶斯定理 [20]，，我们可以写成：

$$p\left(\{s_i\}_{i=0}^{l-1} | \mathbf{r}_{\mathrm{F}}, h\right) = p\left(\mathbf{r}_{\mathrm{F}} | \{s_i\}_{i=0}^{l-1}, h\right) \frac{p\left(\{s_i\}_{i=0}^{l-1}\right)}{p\left(\mathbf{r}_{\mathrm{F}} | h\right)}, \tag{10}$$

其中 $\mathbf{r}_{\mathrm{F}} = [r_{\mathrm{F}}[0], r_{\mathrm{F}}[1], \ldots, r_{\mathrm{F}}[lM-1]]^{\top}$。假设接收机处具有完美的信道状态信息，且 LoRa 符号等概率出现，可以得到联合最大似然检测规则：

$$\left\{\{\hat{s}_i\}_{i=0}^{l-1}\right\} = \underset{\{s_i\}_{i=0}^{l-1} \in \mathcal{S}}{\arg\max}\ p\left(\mathbf{r}_{\mathrm{F}} | \{s_i\}_{i=0}^{l-1}, h\right). \tag{11}$$

考虑到我们有 $w[n] \sim \mathcal{CN}$(0<style id="2">，σ^2)，式 (11) 中联合最大似然检测规则的目标函数可以写成：

$$p\left(\mathbf{r}_{\mathrm{F}} | \{s_i\}_{i=0}^{l-1}, h\right) = \frac{1}{\pi^{lM}\sigma^{2lM}} \times \exp\left\{-\sum_{n=0}^{lM-1} \frac{\left|r_{\mathrm{F}}[n] - h\sqrt{P} X_{\mathrm{SE-F}}[n; \{s_i\}_{i=0}^{l-1}]\right|^2}{\sigma^2}\right\}. \tag{12}$$

经过一些数学化简后，我们得到：

$$p\left(\mathbf{r}_{\mathrm{F}} | \{s_i\}_{i=0}^{l-1}, h\right) = \zeta \times \exp\left(2\sqrt{P} \sum_{n=0}^{lM-1} \mathcal{R}\left\{h^* r_{\mathrm{F}}[n] X_{\mathrm{SE-F}}^*[n; \{s_i\}_{i=0}^{l-1}]\right\} - P|h|^2 \sum_{n=0}^{lM-1} X_{\mathrm{SE-F}}[n; \{s_i\}_{i=0}^{l-1}] X_{\mathrm{SE-F}}^*[n; \{s_i\}_{i=0}^{l-1}]\right), \tag{13}$$

其中，ζ 为常数项，表示为：

$$\zeta = \frac{1}{\pi^{lM}\sigma^{2lM}} \exp\left(-\sum_{n=0}^{lM-1} |r_{\mathrm{F}}[n]|^2\right). \tag{14}$$

因此，将式 (13) 代入式 (11)，取对数并去除常数项后，最终的联合最大似然检测规则可表示为：

$$\left\{\{\hat{s}_i\}_{i=0}^{l-1}\right\} = \underset{\{s_i\}_{i=0}^{l-1} \in \mathcal{S}}{\arg\max}\ 2\sqrt{P} \times \sum_{n=0}^{lM-1} \mathcal{R}\left\{h^* r_{\mathrm{F}}[n] X_{\mathrm{SE-F}}^*[n; \{s_i\}_{i=0}^{l-1}]\right\} - P|h|^2 \sum_{n=0}^{lM-1} X_{\mathrm{SE-F}}[n; \{s_i\}_{i=0}^{l-1}] X_{\mathrm{SE-F}}^*[n; \{s_i\}_{i=0}^{l-1}]. \tag{15}$$

A. 联合最大似然检测的计算复杂度

由 (15) 可知，可以针对 $\{s_i\}_{i=0}^{l-1}$ 的所有可能取值进行穷举搜索，总共需要进行 M^l 次搜索。考虑到所有参数均为复数，每次搜索所需的运算总数（乘法和求和）可计算为 $23lM + 3$。因此，联合最大似然检测的总计算复杂度可表示为$\mathcal{O}(lM^{l+1})$。可以看出，对于M的实际取值（即 $\{128, 256, 512, 1024, 2048, 4096\}$），即使是在现实场景中的短 LoRa 载荷（例如 $l = 10$ [21]），联合最大似然检测也因计算负担过高而无法实际实现。此外，要进行联合最大似然检测，必须等待接收完整个帧，这会给检测过程带来无法接受的延迟。因此，在下一节中，我们将介绍所提出的低复杂度串行干扰消除（SIC）检测器，其计算复杂度显著降低，使 SE-LoRa 在计算效率和误差性能方面均具备实用性。

V. 提出的低复杂度SIC检测器SE-LoRa

为了更好地理解我们提出的低复杂度SIC检测器的原理，我们首先在下文小节中考察去啁啾SE-LoRa信号的频域特性。

A. 去啁啾SE-LoRa的频域特性

为研究去啁啾后的LoRa信号的频域特性，我们暂且忽略加性高斯白噪声和衰落的影响，并考虑LoRa信号 $x_{\mathrm{L}}[n; s]$，其中

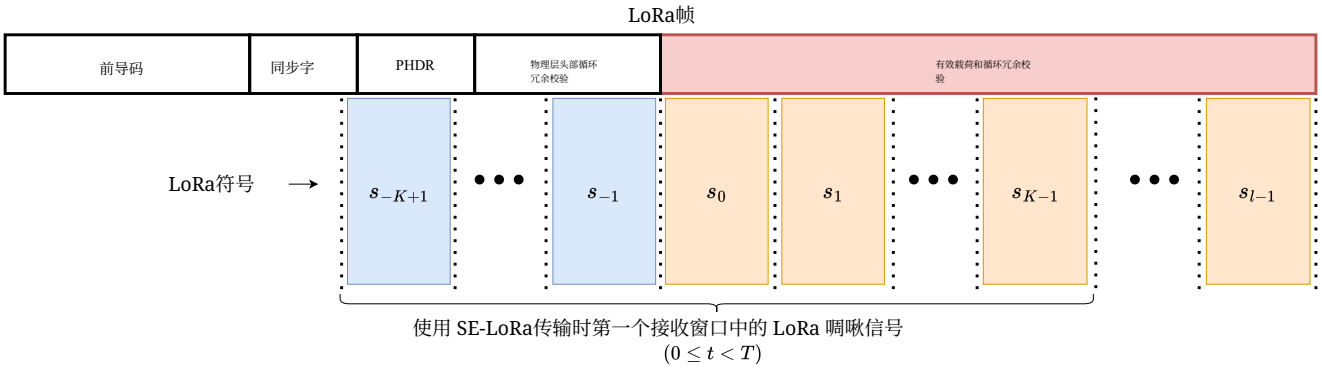


图2：LoRa帧结构

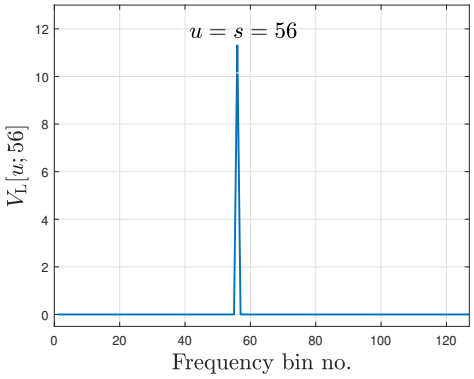


图3：SF $= 7$和 $s = 56$下去啁啾后的LoRa信号的离散傅里叶变换。

对该信号执行去啁啾和离散傅里叶变换操作，如下所示 [16]:

$$\begin{aligned} V_{\mathrm{L}}[u;s] &= \mathrm{DFT}\left\{\underbrace{x_{\mathrm{L}}[n;s]x_{\mathrm{L}}^{*}[n;0]}_{x_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{dech.})}[n;s]}\right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{n=0}^{M-1}\underbrace{\exp\left\{j2\pi\frac{n\,(s+M-u)}{M}\right\}}_{\text{is periodic with the period of } M} \\ &= \begin{cases}\sqrt{M}, & \text{if } u=s,\\ 0, & \text{otherwise.}\end{cases} \end{aligned} \tag{16}$$

这意味着，对 LoRa 啁啾信号执行去啁啾和离散傅里叶变换操作后的输出，可以表示为频域信号 $V[u]$，其中对于 $u = 0$, 1、.....、$M-1$，其峰值位于 $u = s$所在的位置（频率箱），其他位置均为零。图3对此进行了说明，其中取任意 $s = 56$ 和扩频因子 $= 7$， $V_{\mathrm{L}}[u;\ 56]$ 在除频率箱56之外的所有频率箱处均为零，并在 $\sqrt{2^7} = 11.31$处达到峰值。

需要注意的是，定位该峰值是检测完整 LoRa 啁啾信号的基础。然而，在 SE-LoRa 调制中，由于还涉及截断的LoRa啁啾，因此必须考察 DFT 和去啁啾操作的输出。为此，我们将对 $X_{\mathrm{SE}}[n;\ \{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]$ （定义于$0 \le t = nT/M < T$）执行 DFT 和去啁啾操作后的输出写为下一页顶部的式（17）。请注意，由于我们借助接收机处可用的信道状态信息进行相干检测，因此关注的是 $V_{\mathrm{SE}}[u;\ \{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]$ 的实部。

考虑式（17）中的以下各项

$$\sum_{n=0}^{M+\lambda i-1}\exp\left\{j2\pi\left[\frac{[\alpha(i,K,s_i)-2u]\,n+\beta(i,K,s_i)}{2M}\right]\right\}, \tag{18}$$

该项是对前一个 LoRa 啁啾信号的 i去啁啾版本进行离散傅里叶变换所得的结果，并且

$$\sum_{n=\lambda i}^{M-1}\exp\left\{j2\pi\left[\frac{[\alpha(i,K,s_i)-2u]\,n+\beta(i,K,s_i)}{2M}\right]\right\}, \tag{19}$$

它是后续 iLoRa 啁啾信号去啁啾版本的离散傅里叶变换。

对 (18) 和 (19) 中指数表达式求导并令其等于零，可以看出，将 $\alpha(i,\ K,\ s_i) - 2u = 0$ 设为零，即 $2s_i - 2i\lambda - 2u = 0$，即可得到与这些项对应的峰值位置。因此，可以得出结论，峰值位置取决于 s_i、 i 和 λ 的值。此外，在峰值位置处，(18) 和 (19) 中的项可化简为

$$\sum_{n=0}^{M+\lambda i-1}\exp\left\{j2\pi\left[\frac{\beta(i,K,s_i)}{2M}\right]\right\}, \tag{20}$$

and

$$\sum_{n=\lambda i}^{M-1}\exp\left\{j2\pi\left[\frac{\beta(i,K,s_i)}{2M}\right]\right\}. \tag{21}$$

通过计算 (20) 和 (21) 的绝对值，可以得到这些函数在峰值位置处的幅度为 $M - \lambda|i|$。

因此，可以从（17）中得出以下几点见解:

$$V_{\mathrm{SE}}[u;\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}] = \mathrm{DFT}\left\{\underbrace{X_{\mathrm{SE}}[n;\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]b_0^*[n]}_{X_{\mathrm{SE}}^{(\mathrm{dech.})}[n;\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]}\right\} = \frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{n=0}^{M-1} X_{\mathrm{SE}}^{(\mathrm{dech.})}[n;\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]\exp\left(-j2\pi\frac{un}{M}\right)$$
$$= V_{\mathrm{L}}[u;s_0] + \frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{i=-K+1}^{-1}\sum_{n=0}^{M+\lambda i-1}\exp\left\{j2\pi\left[\frac{[\alpha(i,K,s_i)-2u]\,n+\beta(i,K,s_i)}{2M}\right]\right\}$$
$$+\frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{i=1}^{K-1}\sum_{n=\lambda i}^{M-1}\exp\left\{j2\pi\left[\frac{[\alpha(i,K,s_i)-2u]\,n+\beta(i,K,s_i)}{2M}\right]\right\}. \quad (17)$$

- $\mathcal{R}\{V_{\mathrm{SE}}[u$中存在一个正峰值；$\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]\}$该峰值位于频率箱 s_0处，对应于期望啁啾，其幅度为$\sqrt{M}$（由（17）中的项 $V_{\mathrm{L}}[u;\ s_0]$ 产生）。

- 将 $([\alpha(i,K,s_i)-2u]\,n+\beta(i,K,s_i)$ 中的项设为零，可在 $\mathcal{R}\{V_{\mathrm{SE}}[u$ 中得到最大数量的不同峰值位置；$\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]\}$（正负取决于 i、K 和 s_i 的取值），分别对应前面的 $(i=-K+1,\ldots,-1)$ 个和后面的 $(i=1,\ldots,K-1)$ 个 LoRa 啁啾信号。

- 峰值位置可用下式表示：

$$\{p_i\}_{i=-K+1}^{K-1} = \mod\left(\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1} - i\lambda, M\right). \quad (22)$$

- 期望的、前面的和后面的 LoRa 啁啾信号所产生的峰值幅度，出现在$|V_{\mathrm{SE}}[u$ 中，可按 $(M-\lambda|i|)/\sqrt{M}$ 计算。

—

注意，由于 $\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}$ 是随机生成的，$2K-1$ 峰值位置 $\{p_i\}_{i=-K+1}^{K-1}$ 可能并不唯一。

为进一步阐明上述见解，本文给出了图4和图5。图4展示了基于仿真结果和式（17）的解析表达式得到的 $K=3$、扩频因子 $=7$ 条件下 $V_{\mathrm{SE}}[u;\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]$ 的实部。示例 LoRa 符号序列选为$s_{-2}=10$, $s_{-1}=30$, $s_0=50$, $s_1=70$ 和 $s_2=90$。可以看出，期望啁啾在 $p_0=50$ 处具有一个正峰值。此外，$p_{-2}=94$, $p_{-1}=72$, $p_1=28$ 和 $p_2=6$ 的峰值位置在峰值位置处或附近包含正值/负值。

类似地，图5展示了基于仿真结果和式（17）的解析表达式得到的 $K=4$、扩频因子 $=7$ 条件下 $V_{\mathrm{SE}}[u;\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]$ 的实部。示例 LoRa 符号序列选为 $s_{-3}=10$, $s_{-2}=30$, $s_{-1}=50$, $s_0=70$, $s_1=90$ 和$s_2=100$, $s_3=120$。期望啁啾在 $p_0=70$ 处具有一个正峰值。此外，$p_{-3}=106$, $p_{-2}=94$, $p_{-1}=82$, $p_1=58$, $p_2=36$ 和 $p_3=24$ 的峰值位置在峰值位置处恰好包含正值或负值。需要指出的是，方程（17）和（22）的有效性可以通过结果得到证实

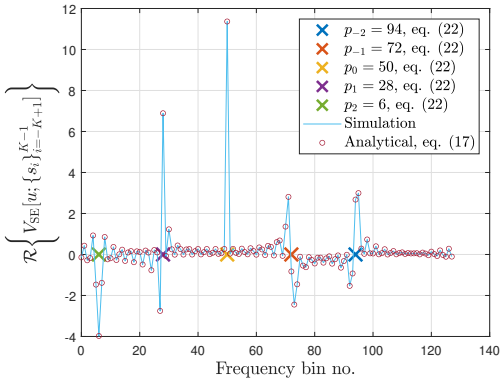


图4： $K=3$、扩频因子 $=7$时，任意 LoRa 符号对应的去啁啾SE-LoRa信号的离散傅里叶变换实部 $s_{-2}=10$、$s_{-1}=30$、$s_0=50$、$s_1=70$和 $s_2=90$。

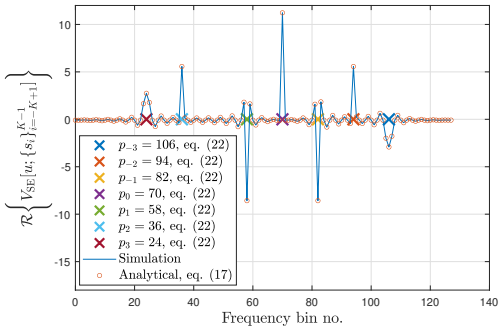


图5： $K=4$、扩频因子 $=7$时，$s_{-3}=10$、$s_{-2}=30$、$s_{-1}=50$、$s_0=70$、$s_1=90$、$s_2=100$和 $s_3=120$等任意 LoRa 符号对应的去啁啾SE-LoRa信号的离散傅里叶变换实部。

如图4和图5所示。此外，从图4和图5可以观察到，当 $K=4$时，干扰峰呈现尖锐的正向或负向形状。然而，对于 $K=3$ 的情况，这些峰在峰值位置附近同时呈现负向和正向部分。这会直接影响所提出的基于串行干扰消除的检测器的误差性能，后文将在第VI节中讨论。

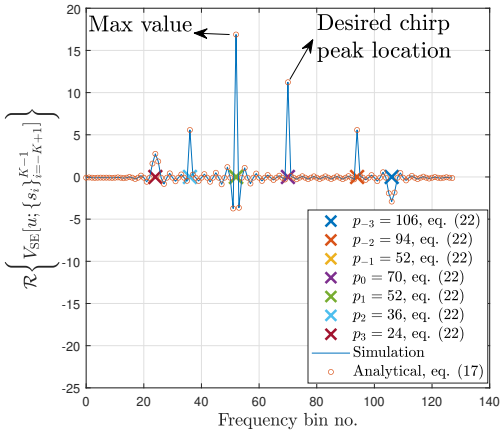
B. 基于串行干扰抵消的检测

[13] 的工作采用式 (3) 中的传统 LoRa 检测来解码 SE-LoRa 信号。这相当于寻找与 $V_{\mathrm{SE}}[u$ 的实部最大值对应的频率箱；$\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]$。然而，如图4和图5所示，这种方法并不有效，因为被截断的相邻 LoRa 啁啾会产生干扰，并在期望啁啾峰值位置周围或该位置上表现为多个峰。即使在理想信道条件下（$h=1$ 和 $w[n]=0$，对于 $n=0,1,\ldots,M-1$），发射机处 LoRa 符号的随机生成以及由此产生的峰值随机位置 $\{p_i\}_{i=-K+1}^{K+1}$，也可能导致峰值重叠。这会使 $\mathcal{R}\{V_{\mathrm{SE}}[u$ 的最大值处的期望啁啾峰丢失；$\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]\}$ 从而导致检测错误。为进一步阐释这一点，我们介绍在 SE-LoRa 方案上执行传统 LoRa 检测后，由这些重叠引发的两种错误事件：

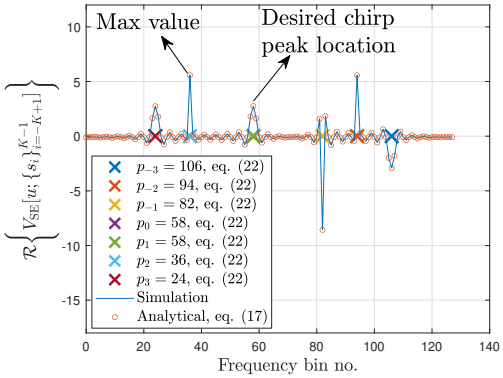
1) 两个或更多干扰正峰值可能在同一位置相长叠加，超过期望啁啾的峰值。2) 一个或多个干扰负峰值可能在期望啁啾峰值所在位置与其相消叠加，导致期望峰值低于至少一个干扰峰值。

这些错误事件如图6所示。在图6 (a)中，LoRa 符号序列选为 $s_{-3}=10$,$s_{-2}=30$, $s_{-1}=20$, $s_0=70$, $s_1=84$, $s_2=100$，以及$s_3=120$。利用该示例序列进行 SE-LoRa传输，并取 $K=4$，会产生两个重叠的干扰峰位置，即 $p_{-1}=p_1=52$。随后，这些峰值相长叠加，形成的峰值高于期望啁啾的峰值，即$p_0=70$。这是错误事件1的一个示例。此外，在图6 (b)中，示例 SE-LoRa 序列在 $K=4$时选为$s_{-3}=10$, $s_{-2}=30$, $s_{-1}=50$, $s_0=58$, $s_1=90$, $s_2=100$，以及 $s_3=120$。可以观察到，一个负值干扰峰在 $p_1=p_0=58$的峰值位置与期望啁啾峰值相消叠加。因此，期望啁啾的峰值不再是 $V_{\mathrm{SE}}[u$的实部的最大值；$\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]$，这会因错误事件2导致检测错误。

为解决这一问题，我们提出一种基于 $\mathcal{R}\{V_{\mathrm{SE}}[u;\{s_i\}_{i=-K+1}^{K-1}]\}$ 频域特性的串行干扰消除检测方法。对于 LoRa 载荷中 LoRa 符号的检测，例如 $s_q(q=0$、.....、$l-1)$，所提出的基于串行干扰抵消的检测算法的第一阶段，是在消除所有先前干扰LoRa符号的影响后对其进行检测，即 s_{q-1}、s_{q-2}、.....和 s_{q-K+1}，得到 $\hat{s}_q$，称为 s_q 的首次检测结果。随后，在第二阶段，通过接收后续LoRa符号，直至 s_{q+K-1}，我们通过消除后续干扰 LoRa符号的影响来细化对 s_q的检测，得到 $\hat{s}_q$，称为 s_q的精细检测结果。采用这种方法，我们可以改善



(a) 错误情形1



(b) 错误情形2

图6：展示了 SE-LoRa 在 $K=4$ 和扩频因子 $=7$ 下的错误情形1和2，其中 LoRa 符号序列分别为：(a) $s_{-3}=10$, $s_{-2}=30$, $s_{-1}=20$, $s_0=70$, $s_1=84$,$s_2=100$ 和 $s_3=120$；(b) $s_{-3}=10$, $s_{-2}=30$,$s_{-1}=50$, $s_0=58$, $s_1=90$, $s_2=100$ 和 $s_3=120$

检测性能。这种改善源于这样一个事实：在不同的接收窗口中，干扰峰的位置会发生变化。因此，错误事件1和2的总发生概率变得非常小。下文将对所提出的基于串行干扰抵消的检测方案进行详细讨论。

根据第 IV 节介绍的 LoRa帧载荷结构，我们将接收信号向量 $\mathbf{r}_q=[r_q[0],r_q,\ldots,r_q[M-1]]^\top$ 表示为第 q 个接收窗口内采样得到的接收信号（$q=0$，1，.....，$l-1$）。考虑第一个接收窗口，其中包含调制 s_0 的期望啁啾、调制 $\{s_i\}_{i=-K+1}^{-1}$ 的前序干扰啁啾，以及调制 $\{s_i\}_{i=1}^{K}$ 的后续干扰啁啾。注意，假设接收机已知 $\{s_i\}_{i=-K+1}^{-1}$。然而，即使接收机不了解 $\{s_i\}_{i=-K+1}^{-1}$，也可以使用我们基于串行干扰消除的算法对其进行检测，方法与检测载荷部分的 LoRa 符号类似。我们可以计算

第一个接收窗口中的前序干扰，如下所示

$$r_{\mathrm{pre},0}[n]=\sqrt{P}h\sum_{i=-K+1}^{-1}x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda;s_i]g_M[n]. \tag{23}$$

然后，我们从接收信号 $r_0[n]$ 中消除 $r_{\mathrm{pre},0}[n]$ 的影响，具体为 $r_{\mathrm{pre-c},0}[n]=r_0[n]-r_{\mathrm{pre},0}[n]$。

通过执行传统 LoRa 检测$r_{\mathrm{pre-c},0}[n]$ ，可得： on

$$\hat{s}_0=\arg\max_{u\in\mathcal{S}}\mathcal{R}\left\{h^*\times\underbrace{\mathrm{DFT}\left\{r_{\mathrm{pre-c},0}[n]x_{\mathrm{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\mathrm{pre-c},0}[u]}\right\}, \tag{24}$$

我们可以获得 s_0 的第一个检测版本，即$\hat{s}_0$。

下一步是移动到下一个接收窗口（从 τ 到 $T+\tau$），该窗口对应于接收信号$r_1[n]$ ，并通过首先计算前序干扰信号来消除前序干扰的影响，具体为

$$r_{\mathrm{pre},1}[n]=\sqrt{P}h\sum_{i=-K+2}^{0}x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda;s_i]g_M[n], \tag{25}$$

其中，对于 $i\geq 0$， $s_i=\hat{s}_i$ 。然后，我们对 $r_{\mathrm{pre-c},1}[n]=r_1[n]-r_{\mathrm{pre},1}[n]$ 执行传统 LoRa 检测，具体为：

$$\hat{s}_1=\arg\max_{u\in\mathcal{S}}\mathcal{R}\left\{h^*\times\underbrace{\mathrm{DFT}\left\{r_{\mathrm{pre-c},1}[n]x_{\mathrm{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\mathrm{pre-c},1}[u]}\right\}, \tag{26}$$

并获得 s_1 的第一个检测版本，即$\hat{s}_1$。我们持续这一过程，直到为每个 $\{s_i\}_{i=1}^{K-1}$ 都获得第一个检测版本，即 $\{\hat{s}_i\}_{i=1}^{K-1}$ 。

采用我们提出的基于串行干扰消除的检测方法检测 s_0 的最后一步，是返回并精细化第一个检测结果$\hat{s}_0$ ，通过在第一个接收窗口内利用 $\{\hat{s}_i\}_{i=1}^{K-1}$ 计算后续干扰信号，如下所示：

$$r_{\mathrm{suc},0}[n]=\sqrt{P}h\sum_{i=1}^{K-1}x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda;\hat{s}_i]g_M[n]. \tag{27}$$

然后，通过从$r_{\mathrm{pre-c},\ 0}[n]$ 中消除后续干扰 LoRa 啁啾的影响（如$r_{\mathrm{tot-sic},\ 0}[n]=r_{\mathrm{pre-c},\ 0}[n]-r_{\mathrm{suc},\ 0}[n]$ 所示），并执行 LoRa 检测，如下所示：

$$\hat{\hat{s}}_0=\arg\max_{u\in\mathcal{S}}\mathcal{R}\left\{h^*\times\underbrace{\mathrm{DFT}\left\{r_{\mathrm{tot-sic},0}[n]x_{\mathrm{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\mathrm{tot-sic},0}[u]}\right\}, \tag{28}$$

我们得到 s_0 的精细检测结果$\hat{\hat{s}}_0$。

下一步是获得 s_1的精细检测结果。为此，我们首先根据首次检测结果$\hat{s}_1$、$\hat{s}_2$、… 和$\hat{s}_{K-1}$，计算第 K 个接收窗口（从 $(K-1)\tau$到 $T+(K-1)\tau$）的前序干扰，如下所示：

$$r_{\mathrm{pre},K}[n]=\sqrt{P}h\sum_{i=1}^{K-1}x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda;\hat{s}_i]g_M[n]. \tag{29}$$

然后，我们从 $r_K[n]$ 中消除该前序干扰的影响，得到 $r_{\mathrm{pre-c},K}[n]=r_K[n]-r_{\mathrm{pre},K}[n]$。对 $r_{\mathrm{pre-c},K}[n]$ 执行传统 LoRa 检测，得到：

$$\hat{s}_K=\arg\max_{u\in\mathcal{S}}\mathcal{R}\left\{h^*\times\underbrace{\mathrm{DFT}\left\{r_{\mathrm{pre-c},K}[n]x_{\mathrm{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\mathrm{pre-c},K}[u]}\right\}, \tag{30}$$

我们得到 s_K 的第一个检测结果$\hat{s}_K$。

现在，我们已经估计出用于精细化s_1检测的前序和后续干扰符号，即分别为 $\{s_{-K+2},s_{-K+3},\ldots,s_{-1},\hat{\hat{s}}_0\}$ 和 $\{\hat{s}_2,\hat{s}_3,\ldots..\hat{s}_K\}$。因此，我们可以计算精细化后的前序干扰和后续干扰信号，如下所示：

$$r_{\mathrm{pre-ref},1}[n]=\sqrt{P}h\sum_{i=-K+2}^{0}x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda;s_i]g_M[n], \tag{31}$$

其中 $s_i=\hat{\hat{s}}_i$ 适用于 $i\geq 0$ 和

$$r_{\mathrm{suc},1}[n]=\sqrt{P}h\sum_{i=2}^{K}x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda;\hat{s}_i]g_M[n]. \tag{32}$$

因此，对信号 $r_{\mathrm{tot-sic},\ 1}[n]=r_1[n]-r_{\mathrm{pre-ref},\ 1}[n]-r_{\mathrm{suc},\ 1}[n]$ 执行传统 LoRa 检测，即可获得 s_1 的精细检测结果 $\hat{\hat{s}}_1$ ，如下所示：

$$\hat{\hat{s}}_1=\arg\max_{u\in\mathcal{S}}\mathcal{R}\left\{h^*\times\underbrace{\mathrm{DFT}\left\{r_{\mathrm{tot-sic},1}[n]x_{\mathrm{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\mathrm{tot-sic},1}[u]}\right\}. \tag{33}$$

这一过程将持续进行，直至获得 LoRa 帧载荷中每个 LoRa 符号的精细检测结果。

为总结所提出的基于串行干扰消除的检测器，论文末尾给出了算法 1。此外，为进一步说明算法 1 中的操作，图 7 以简化伪代码和流程表示的形式展示了所提出的低复杂度SIC检测器。图 7 中的模块定义如下：

- Suc_Int：此模块生成一个后续干扰信号，该信号由 $K-1$ 个截断的 LoRa 信号相加而成。请注意，在信号生成过程中，假设此模块已知 h ，以便有效消除干扰。

- SE_LoRa（Rxi）：此模块生成 Rxi 接收窗口内的总接收信号。该模块的输出是所有 LoRa信号（期望啁啾、前序干扰和后序干扰）乘以信道增益 h 后，再叠加加性高斯白噪声 $w[n]$所得的结果。

- LoRa_检测：此模块对一个包含 M 个样本的信号执行传统LoRa相干检测，如式（3）所示。

- Pre_Int：此模块生成一个前置干扰信号，该信号由 $K-1$ 个截断的 LoRa 信号相加而成。请注意，在信号生成过程中，假设此

表 I：仿真参数 [4]。

LoRa终端设备发射功率	15 dBm
LoRa载荷长度，SF7	57 个 LoRa符号
B，SF7	125 千赫
LoRa载荷长度，SF9	44 LoRa符号
B，SF9	125 千赫
LoRa载荷长度，SF11	36 LoRa符号
B，SF11	500千赫兹

模块已知 h，以便有效地消除干扰。

值得注意的是，从图 7 可以看出，所提出的低复杂度SIC检测器的计算复杂度为 $\mathcal{O}(M+K)$。这远低于联合最大似然检测的复杂度 $\mathcal{O}(lM^{l+1})$。

VI. 仿真结果

本节从 SER 角度评估所提出的用于 SE-LoRa 调制的低复杂度SIC检测器的性能。值得注意的是，仿真参数根据表 I 所示的美国区域 LoRaWAN 规范选取 [4]。此外，在环境建模方面，即信道衰落方面，我们考虑以下三种情况：

- 理想环境：LoRa终端设备与 LoRa网关之间存在占主导地位的视距（LoS）链路，且不对衰落进行建模，将其视为加性高斯白噪声。
- 城市区域中，LoRa终端设备与LoRa网关之间不存在视距链路，其信道被建模为瑞利衰落信道并叠加加性高斯白噪声。
- 农村地区中，LoRa终端设备与LoRa网关之间同时存在视距和非视距链路，其信道被建模为莱斯衰落信道（莱斯因子为6 dB）并叠加加性高斯白噪声[22]。

还应注意，仿真结果图例中的“Conv. Det.”一词表示使用传统 LoRa 检测来检测 SE-LoRa 信号，如 [13]所示。

图8展示了加性高斯白噪声信道条件下，SF为 $=7$、$B=125$ 千赫且有效载荷长度为57个LoRa符号时的SE-LoRa调制符号错误率性能。如图所示，所提出的低复杂度SIC检测算法优于传统检测器。然而，由于LoRa调制在加性高斯白噪声信道中本身就在低信噪比条件下表现良好，因此，与传统LoRa调制相比，低复杂度SIC检测器存在明显的性能差距。这是因为在干扰消除阶段，噪声功率变得与去啁啾接收信号的离散傅里叶变换输出中观察到的干扰峰值相当，从而可能导致无法完全消除这些干扰分量。

图 9 展示了在瑞利信道条件下，扩频因子为 $=7$、$B=125$ 千赫，且有效载荷长度为 57 个 LoRa 符号时，低复杂度SIC检测器的符号错误率性能。可以观察到，由于 LoRa 调制在瑞利衰落下需要相对较高的信噪比才能达到可接受的性能，因此噪声水平不再像在加性高斯白噪声情况下那样与干扰峰值相当。因此，所提出的算法能够有效消除干扰。如图所示，即使对于 $K=5$，传统 LoRa调制（无干扰）与采用低复杂度SIC检测器的 SE-LoRa 调制之间的性能差距也约为 1 dB，这是可以接受的。

下文给出了图 10（SF 为 $=7$、$B=125$ 千赫，有效载荷长度为 57 个 LoRa 符号）、图 11（SF 为 $=9$、$B=125$ 千赫，有效载荷长度为 44 个 LoRa 符号）和图 12（SF 为 $=11$、$B=500$ 千赫，有效载荷长度为 32 个 LoRa 符号），以评估低复杂度SIC检测器在莱斯衰落信道中的性能（代表莱斯因子为 6 dB 的农村地区 [22]）。如图所示，对于大多数 K 取值，低复杂度SIC检测器能够有效缓解 SE-LoRa 传输方案中的干扰，其性能与无干扰情况下的传统LoRa调制相比也可以接受。

结合图 10、图 11 和图 12 可知，如第 III 节所述，提高 SF 会降低 LoRa 调制的数据速率，从而改善误差性能 [16]。然而，较大的 SF 也会增加 M，进而扩大频率区间的数量。频率区间数量的增加，再加上 SF $=11$情况下更高的带宽要求，使得在离散傅里叶变换和去啁啾操作中，期望啁啾与干扰峰值重叠的概率降低。因此，由于错误事件 1 和 2（如第 V 节所述）发生的可能性较低，干扰可以得到更有效的消除。由此，对于 SF 为 $=11$、带宽为 $B=500$ 千赫的情况，当 K 取值最高为 15 时，我们提出的低复杂度SIC检测器仍能保持良好性能。这使得我们提出的基于串行干扰消除的检测器非常适合用于实现可靠的基于 LoRa 的网络，以满足对更高数据速率有要求的应用。

最后，从给出的符号错误率结果可以看出，与其他 K 值相比，$K=4$、$K=8$ 和 $K=16$ 的符号错误率性能呈现出不规则变化。图 13 清晰地展示了信噪比为 2.1 dB 时的这一现象。这种异常是因为，当 K 为 2 的幂时，对于所有 LoRa 符号，干扰峰值都会呈现为明显、尖锐的正峰值或负峰值（取决于 LoRa 符号的值）。这种对称性可能导致干扰消除阶段出现错误，检测器可能会无意中抑制期望啁啾峰值，或放大相邻的干扰分量。相比之下，当 K 不是 2 的幂时，干扰峰值通常会在峰值位置周围同时呈现正、负部分，从而降低发生此类消除错误的可能性。举例来说，图 14 对比了 (a) $K=3$ 和 (b) $K=4$。图 14 (a) 中的结果是去啁啾截断 LoRa 信号$x_{\mathrm{L}}[n-i\lambda$ 的离散傅里叶变换实部；$s]g_M[n]$ 对于 $M=128$ 和 $i=2$，这表明

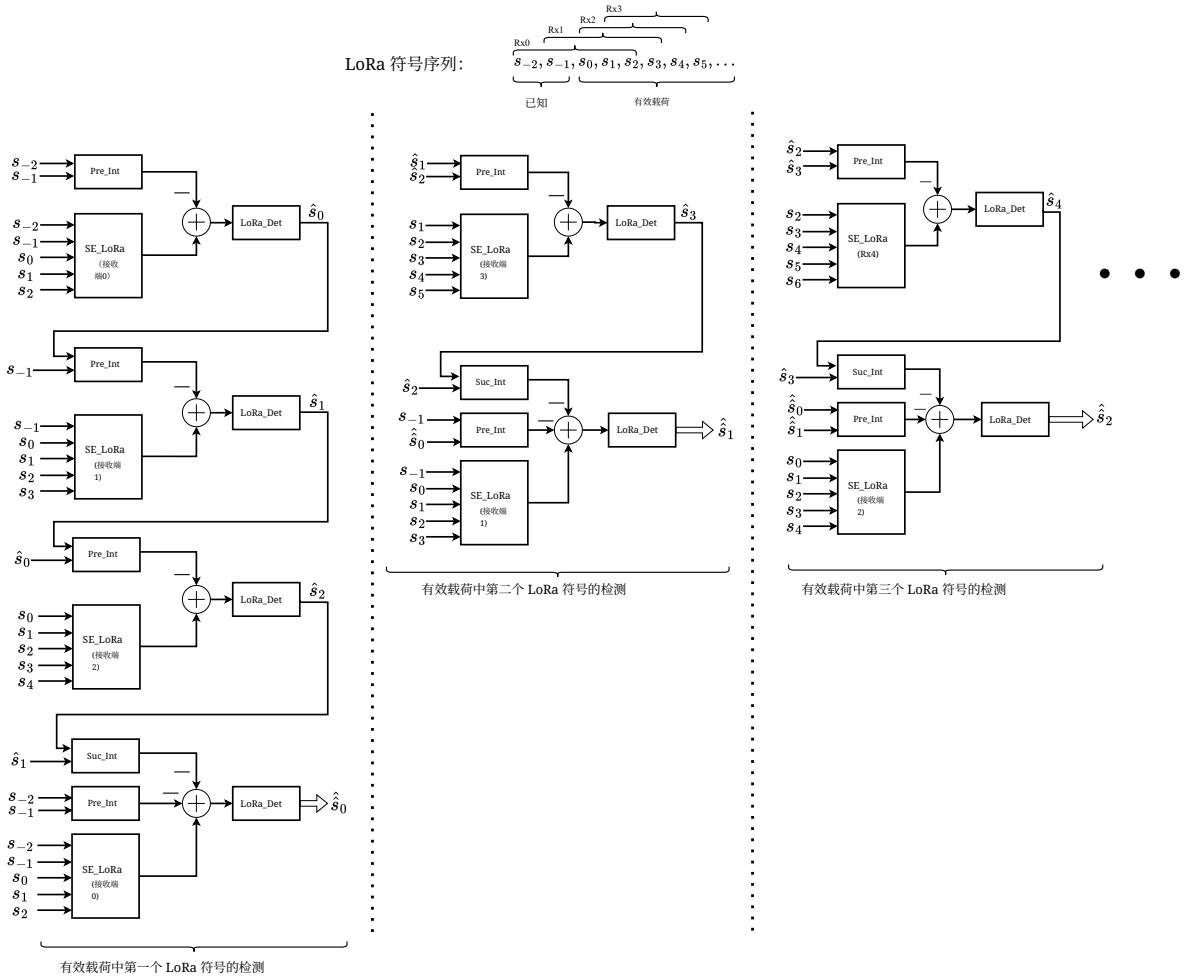


图 7：简化伪代码　　以及针对 $K = 3$提出的低复杂度SIC检测器的流程表示　　.

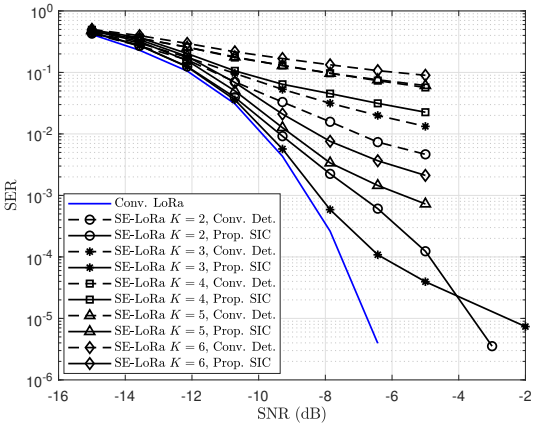


图8：扩频因子为 $= 7$、 $B = 125$千赫且有效载荷长度为57个LoRa符号时，加性高斯白噪声信道下的符号错误率。

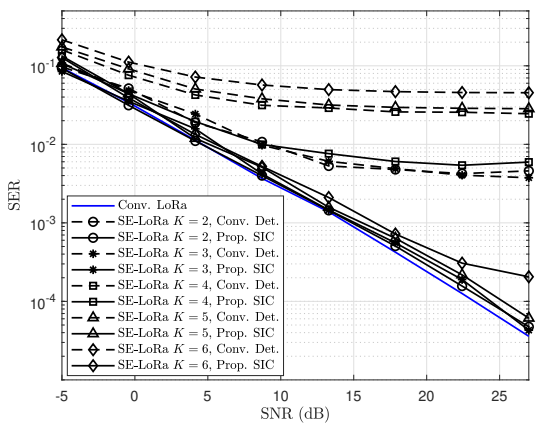


图9：扩频因子为 $= 7$、 $B = 125$千赫且有效载荷长度为57个LoRa符号时，瑞利信道下的符号错误率。

第二个后续干扰 LoRa 信号。类似地，对于 $K = 4$ 的情况，图 14 (b) 给出了相同的结果。可以看出，对于 $K = 4$ 的情况，干扰信号呈现出一个尖锐的负峰值，无论

其值为 s，而 $K = 3$对应的干扰峰在峰值位置附近同时呈现负值和正值部分。

总结仿真结果，表 II（位于论文

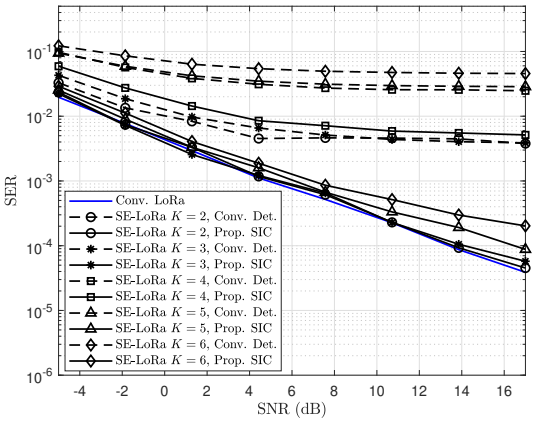


图 10：莱斯信道下的符号错误率，扩频因子为 SF $=7$，带宽为 $B=125$千赫，有效载荷长度为 57 个 LoRa符号。

末尾）总结了采用低复杂度基于串行干扰抵消的检测的 SE-LoRa 调制的符号错误率性能，突显了其相较于无干扰的传统LoRa调制所存在的性能差距，以及通过更快地传输 LoRa信号所获得的频谱效率提升。需要注意的是，SE-LoRa 参数设置的误差性能与频谱效率提升之间存在权衡，因此可根据表 II 中列出的两个参数，即 G_{SE} 和 L_{SER}，相应地选择 K 的值。参数 G_{SE} 表示相较于传统LoRa的频谱效率提升百分比，根据公式 (1) 和 (4) 计算为 $(\eta_{\mathrm{SE-L}}-\eta_{\mathrm{L}})/\eta_{\mathrm{L}}\times 100\%$。此外，$L_{\mathrm{SER}}$ 表示传统LoRa与 SE-LoRa 达到 10^{-3} 符号错误率所需信噪比之间的差值。根据表 II 中的结果可以得出，采用低复杂度基于串行干扰抵消的检测的 SE-LoRa 调制，在保持误差性能与传统LoRa调制完全相当的同时，显著提升了频谱效率。

表 II：在符号错误率和频谱效率方面，对比采用低复杂度基于串行干扰消除的检测器的 SE-LoRa 调制与传统 LoRa 调制（有效载荷为 50 个 LoRa符号，即 $l=50$）

信道和扩频因子	K	G_{SE}	L_{SER} (分贝)
加性高斯白噪声，扩频因子 $=7$	2	96。08%	1.5
	3	188.46%	<0.5
	5	362.96%	2.8
瑞利，扩频因子 $=7$	2	96.08%	<0.5
	3	188。46%	<0.5
	5	362.96%	1
	6	445.45%	2.5
莱斯，扩频因子 $=7$	2	96.08%	<0.5
	3	188.46%	<0.5
	5	362.96%	1.5
	6	445.45%	2.5
莱斯，扩频因子 $=9$	2	96.08%	<0.5
	3	188.46%	<0.5
	5	362.96%	1
	6	445.45%	1
	12	883。61%	2.5
	14	1011。11%	3
莱斯，扩频因子 $=11$	2	96。08%	<0.5
	3	188。46%	1
	5	362。96%	1.5
	7	525%	1.5
	9	675.86%	2
	15	1071。88%	2.5

七、结论

本文提出了一种基于 LoRa 的新型调制方案 SE-LoRa，并配备低复杂度的基于 SIC 的检测器。针对联合最大似然检测，我们对其进行公式化推导；为解决其计算复杂度极高的问题，我们提出了一种受去啁啾 SE-LoRa 调制频域特性启发的低复杂度检测器。该检测器利用 SIC 有效消除由更快传输导致的干扰 LoRa信号的影响，与传统LoRa调制相比，实现了理想的误差性能。计算机仿真结果表明，在莱斯信道中采用 SE-LoRa 和我们提出的基于 SIC 的检测方案时，当 SF 分别为 7、9 和 11，频谱效率分别提升 445.45%、1011.11% 和 1071.88% 时，在 SER 为10^{-3}的情况下，性能损失均低于 3 dB。这种频谱效率提升，加上采用低复杂度基于 SIC 的检测器的 SE-LoRa 所具备的可接受误差性能，使其有望应用于高数据速率 LoRa WAN 物联网应用。

参考文献

[1] M. Stusek 等，“无需明确获知基站位置的低功耗广域网覆盖评估规划”，IEEE物联网期刊，第9卷，第6期，第4031–4050页，2022年8月。[2] L. Vangelista、A. Zanella 和 M. Zorzi，“远距离物联网技术：LoRa的黎明™”，载于《普适智能基础设施未来接入使能技术会议论文集》，2015年，第51–58页。[3] C. Milarokostas、D. Tsolkas、N. Passas 和 L. Merakos，“低功耗广域网全面研究：聚焦LoRa/LoRaWAN系统的潜力”，IEEE通信调查与教程，第25卷，第1期，第825–867页，2023年第一季度。[4] N. Sornin、M. Luis、T. Eirich、T. Kramp 和 O. Hersent，“RP2-1.0.4 LoRaWAN区域参数”，LoRa联盟技术委员会等，技术报告，2022年。[5] M. Hanif 和 H. H. Nguyen，“斜率移位键控LoRa调制”，IEEE物联网期刊，第8卷，第1期，第211–221页，2021年1月。[6] ——，“采用索引调制的频移啁啾扩频通信”，IEEE物联网期刊，第8卷，第24期，第17 611–17 621页，2021年12月。

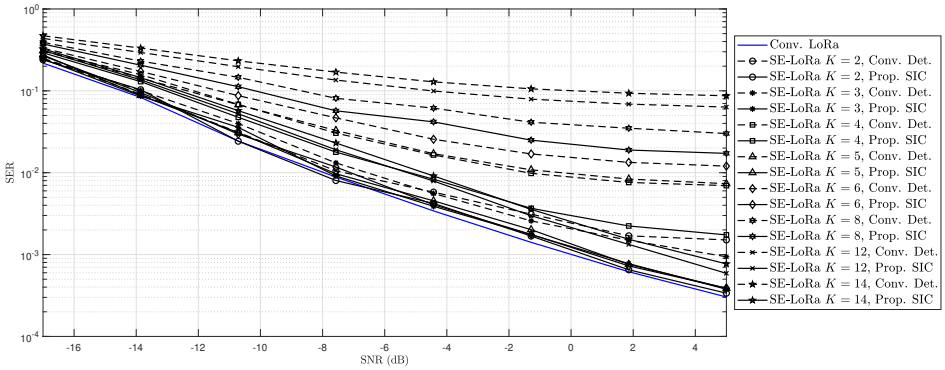


图 11：莱斯信道下的符号错误率 扩频因子为 $=9$、 $B=125$ 千赫时，载荷长度为 44 个 LoRa符号 .

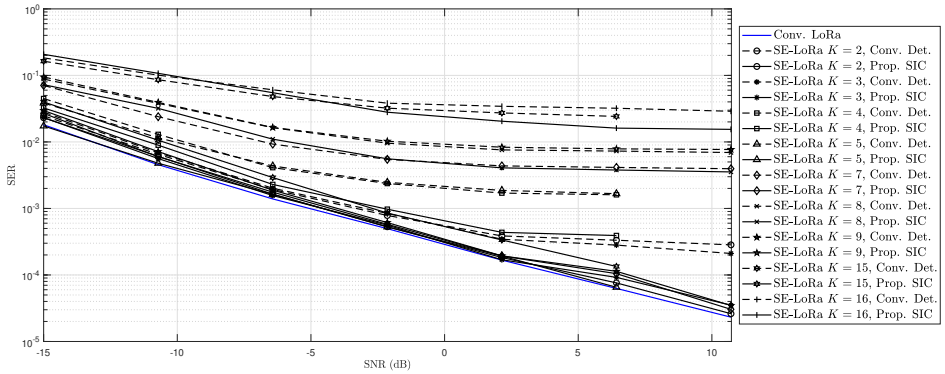


图 12：莱斯信道下扩频因子为 $=11$、 $B=500$ 千赫时的符号错误率，载荷长度为 32 个 LoRa符号。

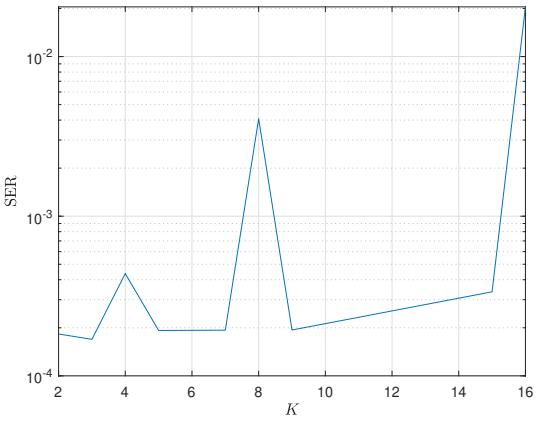
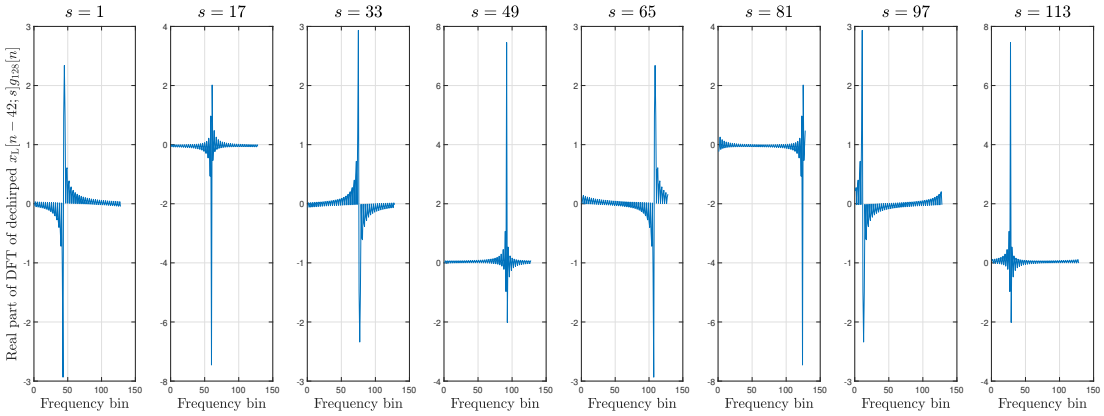


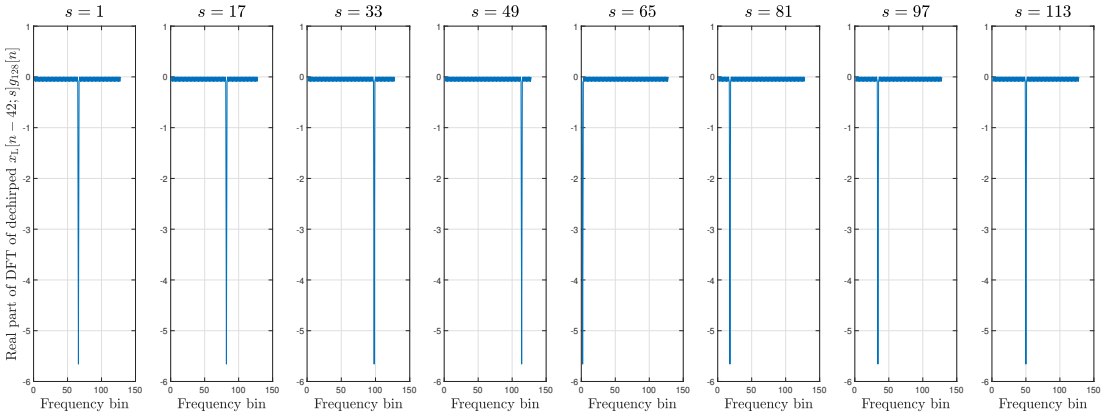
图 13：信噪比为 2.1 dB、扩频因子为 $=11$，且处于莱斯信道条件时，低复杂度SIC检测器在不同 K 值下的符号错误率性能。

[7] G. Baruffa 和 L. Rugini，“基于LoRa的方案与正交啁啾索引调制的性能”，IEEE物联网期刊，第9卷，第10期，第7759–7772页，2022年5月。[8] H. Ma、Y. Fang、G. Cai、G. Han 和 Y. Li，“一种用于高速率传输的新型频率箱索引LoRa系统：设计与性能分析”，IEEE物联网期刊，第9卷，第14期，第12515–12 528页，2022年7月。[9] M. Xiu、G. Dou 和 C. Liu，“一种用于提升物联网通信数据速率的索引ICS-LoRa调制”，IEEE通信

快报，第 1–1 页，2025年，（提前发表）。[10] J. -M. Kang，“面向高速率物联网的 MIMO-LoRa：概念与预编码设计”，IEEE物联网期刊，第 9 卷，第 12 期，第 10 368–10 369 页，2022 年 1 月。[11] J. -M. Kang 和 K. W. Choi，“MIMO-LoRa 的高效解调算法”，IEEE物联网期刊，第 10 卷，第 23 期，第 21 129–21 130 页，2023 年 12 月。[12] A. Maleki、E. Bedeer 和 R. Barton，“采用置换矩阵调制的基于 MIMO 的啁啾扩频”，IEEE物联网期刊，第 12 卷，第 12 期，第 20 589–20 606 页，2025 年 6 月。[13] S. Abdeljabar 和 M. S. Alouini，“Super-LoRa：通过有效载荷叠加提升 LoRa吞吐量”，IEEE物联网期刊，第 12 卷，第 14 期，第 26 444–26 455 页，2025 年 7 月。[14] N. Ishikawa、S. Sugiura 和 L. Hanzo，“置换、空间和索引调制的 50 年：从经典射频到可见光通信与数据存储”，IEEE通信调查与教程，第 20 卷，第 3 期，第 1905–1938 页，2018年第三季度。[15] H. Ma、G. Cai、Y. Fang、P. Chen 和 G. Han，“一种新型空时分组编码MIMO LoRa系统的设计与性能分析”，IEEE通信汇刊，第 69 卷，第 9 期，第 5744–5757 页，2021 年 9 月。[16] A. Maleki、H. H. Nguyen、E. Bedeer 和 R. Barton，“LoRaWAN 啁啾扩频调制教程：基础知识与关键进展”，IEEE开放通信学会期刊，第 5 卷，第 4578–4612 页，2024年。[17] L. Vangelista，“频移啁啾调制：LoRa 调制”，IEEE信号处理快报，第 24 卷，第 12 期，第 1818–1821 页，2017 年 12 月。[18] I. B. F. de Almeida、M. Chafii、A. Nimr 和 G. Fettweis，“面向物联网通信的同相与正交啁啾扩频”，载于 IEEE全球电信会议论文集，2020 年，第 1–6 页。[19] T. K. Nguyen、H. H. Nguyen 和 E. Bedeer，“通过信号合并和半相干检测提升 LoRa 调制性能”，IEEE通信快报，第 25 卷，第 9 期，第 2889–2893 页，2021 年 9 月。



(a) $K = 3$



(b) $K = 4$

图 14：第二个后续干扰 LoRa 信号去啁啾后的频域行为示意图 $x_{\mathrm{L}}[n - i\lambda;\ s]g_M[n]\,(i = 2)$，针对 $M = 128$ 及 s 的各种取值。

[20] A. Goldsmith，《无线通信》。剑桥大学出版社，2005 年。[21] A. Hoeller、R. D. Souza、O. L. Alcaraz López、H. Alves、M. de Noronha Neto 和 G. Brante，“具有时间分集和天线分集的 LoRa 网络分析与性能优化”，IEEE Access，第 6 卷，第 32 820–32 829 页，2018年。[22] S. Zhu、T. S. Ghazaany、S. M. R. Jones、R. A. Abd-Alhameed、J. M. Noras、T. Van Buren、J. Wilson、T. Suggett 和 S. Marker，“利用真实世界采集数据研究城市、郊区和农村地区莱斯 K 因子的概率分布”，IEEE 天线与传播汇刊，第 62 卷，第 7 期，第 3835–3839 页，2014 年 7 月。

算法 1：所提出的低复杂度基于串行干扰消除的 SE-LoRa 检测

输入：$P, \sqrt{h}, \lambda$ 和 $r_{\text{win_ind}}[n]$ (win_ind $= 0, 1, \ldots, l-1$) 1：为简化符号表示，在此算法中，我们定义两个向量，即 z $= [z[-K+1], \ldots, z[-1]]^\top$和 c $= [c[1], \ldots, c[K-1]]^\top$，分别表示前序干扰和后续干扰 LoRa 符号。2：创建初始前序符号向量 z $= [s_{-K+1}, \ldots, s_{-1}]^\top$（注意，由于这些 $K-1$ 符号属于有效载荷之前的部分，因此接收机已知这些符号）3：对于 $q = 0,\ 1, \ldots, l-1$，执行 4：如果 $q = 0$，则执行 5：按照式 (23) 计算前置干扰信号 $r_{\text{pre},0}[n]$ 。6：从第 0 个接收信号中消除前序干扰，得到 $r_{\text{pre-c},0}[n] = r_0[n] - r_{\text{pre},0}[n]$。7：按照式 (24)，对 $r_{\text{pre-c},0}[n]$ 应用相干 LoRa 检测规则，得到第 0 个 LoRa 符号的第一个检测版本，即$\hat{s}_0$。8：对于 $i_1 = 1,\ 2, \ldots, K-1$，执行 9：更新 z $= [\hat{s}_{-K+1+i_1}, \ldots, \hat{s}_{-1+i_1}]^\top$（注意，对于 $i_1 < K-1$，$\hat{s}_{-K+1+i_1} = s_{-K+1+i_1}$。10：计算 $r_{\text{pre},\text{temp}}[n] = \sqrt{Ph}\sum_{i=-K+1}^{-1} x_{\text{L}}[n-i\lambda;\ z[i]]g_M[n]$。11：从接收信号中消除前序干扰，得到 $r_{\text{pre-c},\text{temp}}[n] = r_{i_1}[n] - r_{\text{pre},\text{temp}}[n]$。12：对 $r_{\text{pre},\text{temp}}[n]$ 执行相干 LoRa 检测，得到第一个检测版本 $\hat{s}_{i_1}$，具体如下：

$$\hat{s}_{i_1} = \arg\max_{u\in\mathcal{S}} \mathcal{R}\left\{ h^* \times \underbrace{\text{DFT}\left\{r_{\text{pre,temp}}[n] x_{\text{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\text{pre,temp}}[u]} \right\}. \tag{34}$$

13: 结束循环 14: 创建后续符号向量 c $= [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \ldots, \hat{s}_{K-1}]$. 15: 按照式（27）计算后续干扰信号 $r_{\text{suc},0}[n]$ 。16: 将后续干扰消除为 $r_{\text{tot-sic},0}[n] = r_{\text{pre-c},0}[n] - r_{\text{suc},0}[n]$。17: 按照式（28），对 $r_{\text{tot-sic},0}[n]$ 应用相干LoRa检测规则，获得第 0 个 LoRa 符号的精细检测结果，即 $\hat{\hat{s}}_0$。18: 更新 z $= [s_{-K+2}, \ldots, s_{-1}, \hat{\hat{s}}_0]^\top$。19: 否则 20: 计算 r^{K+q-1} 的前置干扰信号，记为 $r_{\text{pre},K+q-1}[n] = \sqrt{Ph}\sum_{i=1}^{K-1} x_{\text{L}}[n-i\lambda;\ c[i]]g_M[n]$。21: 从接收信号 r^{K+q-1} 中消除前置干扰，记为 $r_{\text{pre-c},K+q-1}[n] = r_{K+q-1}[n] - r_{\text{pre},K+q-1}[n]$。22: 对 $r_{\text{pre-c},q+K-1}[n]$ 应用相干LoRa检测规则，获得 LoRa 符号的初次估计，即$\hat{s}_{q+K-1}$:

$$\hat{s}_{q+K-1} = \arg\max_{u\in\mathcal{S}} \mathcal{R}\left\{ h^* \times \underbrace{\text{DFT}\left\{r_{\text{pre-c},q+K-1}[n] x_{\text{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\text{pre-c},q+K-1}[u]} \right\}. \tag{35}$$

23: 更新 c $= [\hat{s}_{1+q},\ \hat{s}_{2+q},\ \ldots,\ \hat{s}_{K-1+q}]^\top$24: 计算第 q 个 $r_{\text{pre-ref}\ q}[n] = \sqrt{Ph}\sum_{i=-K+1}^{-1} x_{\text{L}}[n-i\lambda\ z[i]]g_M[n]$ 接收窗口的精细前置干扰信号，记为, ; 。 25: 计算第 q 个接收窗口的后续干扰信号，记为 $r_{\text{suc},\ q}[n] = \sqrt{Ph}\sum_{i=1}^{K-1} x_{\text{L}}[n-i\lambda;\ c[i]]g_M[n]$.26: 从接收信号 $r_q[n]$ 中消除前置和后续干扰，得到 $r_{\text{tot-sic},\ q}[n] = r_q[n] - r_{\text{pre-ref},\ q}[n] - r_{\text{suc},\ q}[n]$.27: 对 $r_{\text{tot-sic},\ q}[n]$ 应用相干LoRa检测规则，得到精细检测结果 $\hat{\hat{s}}_q$:

$$\hat{\hat{s}}_q = \arg\max_{u\in\mathcal{S}} \mathcal{R}\left\{ h^* \times \underbrace{\text{DFT}\left\{r_{\text{tot-sic},q}[n] x_{\text{L}}^*[n;0]\right\}}_{Y_{\text{tot-sic},q}[u]} \right\}. \tag{36}$$

28: 更新 $\mathbf{z} = [\hat{\hat{s}}_{-K+2+q}, \ldots, \hat{\hat{s}}_q]^\top$ (注意，$\hat{\hat{s}}_{-K+2+q} = s_{-K+2+q}$适用于 $q < K-2$）。29: 结束 if30: 结束 for