环境物联网多用户小移频接入抽样频偏估计

贾坛[1]，王公仆[1]，何睿斯[2]，付英春[3]，梁金凤[4]，艾渤[2, 5]

（1. 北京交通大学计算机科学与技术学院，北京 100044；2. 北京交通大学电子信息工程学院，北京 100044；3. 中关村芯海择优科技有限公司，北京 100080；4. 北京市公用事业科学研究所有限公司，北京 100011；5. 北京交通大学轨道交通控制与安全国家重点实验室，北京 100044）

摘 要：环境物联网通过小移频（Small Frequency Shift， SFS）支持多标签频域接入，但低功耗标签晶振精度不足会导致抽样频偏（Sampling Frequency Offset， SFO），进而引起多标签分支隔离度下降、邻道干扰增强和时域同步误锁。传统 SFO 频域估计算法依赖谱峰稳定性，在低频、邻道泄漏或谱峰不唯一时容易形成错误先验；传统 SFO 时域搜索算法依赖最大相关峰，在高抽样频偏和高 SFS 阶数下易受到相关旁瓣吸引。针对上述问题，提出一种频域粗估计、置信度门控和时域细搜索相结合的多用户 SFO 估计算法，使频域信息以可拒绝、可降级的方式进入时域估计。仿真结果表明，该算法能将平均时域抽样频偏误差降低 90%，并大幅降低整体 BER；该算法在高频高抽样频偏和低频整帧漂移两类典型场景下均能降低同步误差，并在中高信噪比区间表现出明显的 BER 增益。

关键词：环境物联网；多用户反向散射；小移频；抽样频偏；频时域联合估计；置信度门控

中图分类号：TN929.5

文献标志码：A

doi：10.11959/j.issn.2096−3750.

Sampling frequency offset estimation for multi-user small-frequency-shift access in ambient IoT

JIA Tan[1], WANG Gongpu[1], HE Ruisi[2], FU Yingchun[3], LIANG Jinfeng[4], AI Bo[2,5]

1. School of Computer Science and Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044,China

2. School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044,China

3. Zhongguancun Xinhai Youze Technology Co., Ltd., Beijing 100080, China

4. Beijing Institute of Public Utilities Science Co., Ltd., Beijing 100011, China

5. The State Key Laboratory of Rail Traffic Control and Safety, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

Abstract: Ambient IoT supports multi-tag frequency-domain access through Small Frequency Shift (SFS). However, the limited oscillator accuracy of low-power tags introduces sampling frequency offsets (SFOs), which degrade multi-tag branch isolation, strengthen adjacent-channel interference, and increase the risk of time-domain false locks. Conventional SFO frequency-domain estimation depends on stable spectral peaks and may produce unreliable priors under low-frequency branches, adjacent leakage, or non-unique peaks. Conventional SFO time-domain search depends on the maximum correlation peak and is prone to sidelobe attraction under large SFO and high SFS orders. To address these problems, this paper proposes a multi-user SFO estimation method that combines coarse frequency-domain estimation, confidence gating, and fine time-domain search, allowing frequency-domain information to enter time-domain estimation in a rejectable and degradable manner. Simulation results show that the proposed method reduces the average time-domain SFO error by 90% and substantially lowers the overall BER. It also reduces synchronization errors in both high-frequency high-SFO and low-frequency frame-drift cases, with clear BER gains in medium-to-high SNR regimes.

Key words: Ambient IoT, backscatter communication, Small Frequency Shift, sampling frequency offset, joint frequency

收稿日期：XXXX−XX−XX；修回日期：XXXX−XX−XX

– time estimation, confidence gating

0 引言

环境物联网面向低成本和长期免维护的感知接入需求，通常利用环境能量获取和反向散射通信降低终端功耗与硬件复杂度。既有反向散射原型已验证环境射频复用和低功耗接入的可行性，并推动该类技术从单链路原型走向多场景物联网接入。[1-6]

在标准化层面，3GPP Rel-19 Ambient IoT (A-IoT) 研究已围绕设备架构、链路预算、物理层信道、D2R/R2D 传输和多址接入方案展开系统讨论[7-8]。相关研究指出，A-IoT 物理层设计需要在终端能量受限、同步能力有限、接收复杂度和蜂窝系统共存之间折中[9-10]。国内研究也从环境反向散射、智能标签、未来应用挑战和无源物联网演进等角度讨论了无源接入的关键问题[11-15]。其中，基于基带 Small Frequency Shift (SFS)的频域多址可为不同标签引入小频移，使读写器在频域区分多个反向散射分支，从而支持多标签并行接入。

多标签并发接入是反向散射通信中的关键问题。除传统时域、频域、空域和码域资源外，已有工作进一步利用环境信号波形、子载波图样、分布式编码和接收端并行解码等自由度提升并发能力。例如，P2LoRa 利用环境 LoRa 信号的小频移反向散射与并行解码支持多标签长距离并发传输；ConcurScatter 面向 OFDM 反向散射，利用子载波图样多样性区分并发标签；NetScatter 则通过分布式编码和单次 FFT 解码支持大规模反向散射网络[16-18]。这些工作主要关注并发接入自由度设计与多标签解码，而本文关注多用户 SFS 接入下低成本标签独立抽样频偏引起的频域中心漂移、时域相关峰偏移和旁瓣误锁问题。因此，本文需要在已有并发接入机制基础上进一步研究面向 SFS 分支的 SFO 估计与补偿方法。

进一步地，实际系统中低成本标签时钟会引入采样频率偏差(Sampling Frequency Offset, SFO)。在多用户 SFS 接入中，各标签的 SFO 相互独立，会使实际谱中心偏离协议 SFS 频点，造成带通滤波器与回波谱中心失配。高 SFO 条件下，分支信号可能接近甚至偏出目标通带，导致用户间隔离退化和邻道干扰增强；TR 38.769 的链路评估也表明，大 SFO 会在 SFS 频域多址中加剧设备间干扰并恶化误块率 (Block Error Rate, BLER)[7]。同时，SFO 还会在数据包内累积为时域漂移，影响前导同步、载荷采样和后导一致性。相关无源反向散射和环境反向散射研究还表明，直达残留、级联信道、硬件频偏和信号检测不确定性会降低回波分支的观测可靠性[19-23]。因此，多用户 SFS 场景下的 SFO 估计需要同时处理频域中心偏移和时域累计漂移。

已有频偏估计、OFDM 同步和数字接收机同步理论为本文提供了频率偏移估计、定时搜索和相关峰判决等基础工具[24-31]。然而，这类方法通常面向单链路或训练结构明确的接收模型，默认待估信号具有相对清晰的同步峰和频域观测条件，难以直接处理多用户 SFS 反向散射中由多标签并行回波、独立 SFO 和相邻分支泄漏共同造成的耦合问题。

具体而言，若仅采用时域宽范围搜索，在大 SFO 或高 SFS_N 条件下，搜索窗口会跨越多个 SFS/BOC 相关旁瓣区域，最大相关峰可能被旁瓣或局部匹配峰吸引；BOC 及相关多峰信号的跟踪研究也表明，多峰相关函数会带来捕获模糊性[32-34]。另一方面，若仅依赖频域粗估计，虽然可以利用协议频点先验缩小搜索范围，但在多用户混叠、邻道泄漏、谱峰不唯一以及低频 Hz – ppm 映射放大的情况下，频域先验可能失真，并将后续时域搜索引向错误区域。

传统时域频域方法均无法有效解决该问题，本文构建“可拒绝频域粗先验+置信度门控+分支化时域搜索”的联合估计框架。频域模块提供搜索中心和可靠性特征，门控模块决定其是否进入带通中心修正与时域搜索，时域模块再按分支状态执行精搜索与异常回退。无源物联网编码技术可作为链路可靠性的另一层支撑，但不能替代接收端对频偏和同步误差的估计与补偿[35]。本文主要贡献如下：

建立多用户 SFS 场景下 SFO 的频时域描述，刻画其对中心频率和采样时序的双重影响。

提出置信度门控的 FD – TD 联合估计方法，使频域粗先验以可拒绝、可降级的方式参与时域搜索。

通过多组双用户频点组合验证算法在不同 SFO、SNR 和 SFS 阶数下的 BER 与估计误差性能。

1　系统模型与问题描述

1.1　多用户接收信号模型

本节建立多用户SFS反向散射D2R接收模型，并说明SFO对频域分支分离和时域同步的影响。系统如图1所示，基站或外部载波源发送连续波，多个低功耗标签通过OOK数据调制和SFS副载波调制后反向散射，Reader端观测信号由多用户回散射分量、直达链路残留和噪声共同组成。LoRa反向散射等原型进一步说明，环境载波可支撑被动长距离数据网络，但多标签并行接入仍需要接收端完成可靠分支分离[36-37]。

设第i个标签的数据包络为$b_i(t)$，SFS副载波为$c_i(t)$；第i个标签的理论副载波中心频率为$f_{c,i}^{(0)}=SFS_{N,i}/T_b$其中$SFS_{N,i}$为SFS阶数，$T_b$为比特周期。忽略常数反射项并完成Reader端下变频后，多用户复基带接收信号可写为

$$y_{bb}(t)=A_{DLI}+\sum_{i=1}^{K}\beta_i b_i(t)c_i(t)+w(t) \tag{1}$$

其中，A_{DLI}为直达链路残留项，K为标签数，β_i为等效反向散射增益，w(t)为噪声和残余干扰。式(1)表明，Reader需要从同一复基带观测中分离不同SFS分支，并抑制直达残留和相邻用户能量对各分支估计的影响。

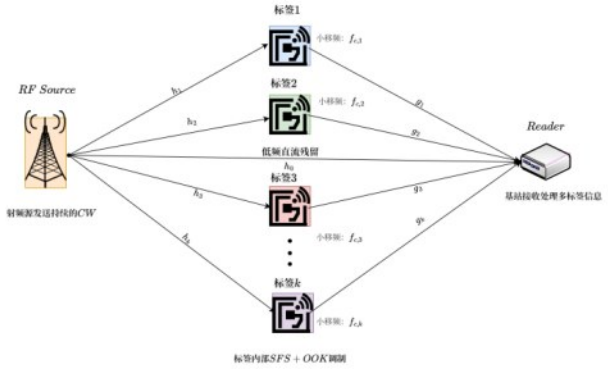


图1　多用户SFS反向散射D2R系统模型

1.2　SFO的频域影响

设第i个标签的SFO为α_i，理想采样间隔为T_s，接收端对该标签信号的等效观测时刻为

$$t_i[n]=n(1+\alpha_i)T_s \tag{2}$$

将其代入副载波项并按理想采样率解释离散序列，可得副载波的等效观测频率

$$f_{c,i}=f_{c,i}^{(0)}(1+\alpha_i) \tag{3}$$

由此可得频域SFO粗估计

$$\hat{\alpha}_{fd,i}=\frac{\hat{f}_{c,i}-f_{c,i}^{(0)}}{f_{c,i}^{(0)}} \tag{4}$$

其ppm形式为

$$\hat{\mathrm{SFO}}_{fd,i}^{(\mathrm{ppm})}=10^6\frac{\hat{f}_{c,i}-f_{c,i}^{(0)}}{f_{c,i}^{(0)}} \tag{5}$$

式(5)表明，相同Hz级频率误差在低频分支上会映射为更大的ppm误差；式(3)则表明，相同ppm量级的SFO在高频分支上对应更明显的Hz级中心频率偏移。图2给出多用户SFS接入下的主瓣包络示意，说明低频分支更容易受直流残留和邻近泄漏影响，而中高频分支虽更易观测频移，仍可能受到相邻分支能量和局部旁瓣影响。

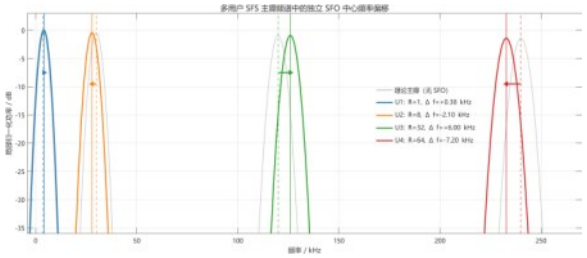


图2　多用户SFS接入下独立SFO引起的中心频率偏移示意

1.3　SFO的时域影响

将式(2)代入数据包络项后，第1个符号边界的采样索引偏差可近似写为

$$\Delta n_l=n_l-n_l^{(0)}\approx-\frac{lT_b}{T_s}\alpha_i \tag{6}$$

其中，$n_l^{(0)}$和n_l分别为无SFO和存在SFO时的符号边界采样索引，近似关系由$|\alpha_i|\ll 1$得到。式(6)表明，SFO在时域中表现为随符号序号线性累积的时序漂移，使本地理想模板难以在整段前导上同时对齐接收信号，从而造成相关峰值下降、主峰展宽和旁瓣误锁风险升高。图3给出了该影响的示意。

为限定推导和仿真的适用范围，本文采用如下系统假设：

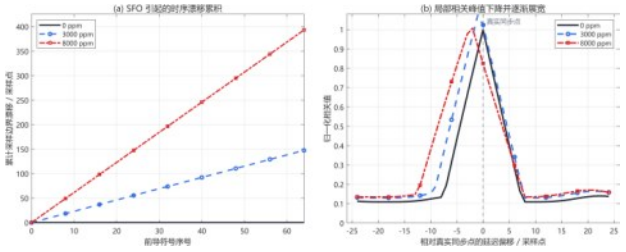


图3　SFO的时域影响

公共CFO已由前级同步模块补偿，剩余公共频偏以Δf_{res}形式进入ROI保护项；

单帧内第i个标签的SFO近似恒定；

理论频点集合$\mathcal{F}_0$由协议预先给定；

多用户耦合主要表现为频域邻道污染和时域相关旁瓣竞争；

前导与后导序列为接收端已知模板。

2　频时域联合 SFO 估计算法

2.1　算法总体框架

上一节表明，在多用户SFS反向散射链路中，SFO同时表现为频域中心偏移和时域采样漂移。低频分支的Hz级误差易被放大为ppm级错误先验，高SFS_N或大SFO条件下的时域宽搜索又容易受到相关旁瓣影响。因此，本文提出“频域给出可拒绝先验、时域完成精搜索与一致性校验”的联合估计框架。

算法输入为完成公共CFO补偿和载波同步后的复数接收信号r[n]及理论频点集合

$$\mathcal{F}_0=\left\{f_{c,1}^{(0)},f_{c,2}^{(0)},\cdots,f_{c,K}^{(0)}\right\} \tag{7}$$

其中，$f_{c,i}^{(0)}$为第i个标签的理论中心频率，K为标签总数。

图4给出了所提频时域联合SFO估计算法的整体流程。算法首先输入完成公共同步后的接收信号及各标签理论中心频率，在全局频谱上对每个标签构造局部ROI，并通过FFT、谱峰搜索和局部质心估计得到频域粗观测。随后，频域模块提取局部谱SNR、主次峰差、峰值－质心偏差、频谱隔离度和ppm映射不确定度等特征，由置信度门控决定带通中心频率是否修正、频域SFO先验是否启用，以及时域搜索中心、搜索半宽和搜索模式。

根据门控结果，时域模块进入三类分支：对于

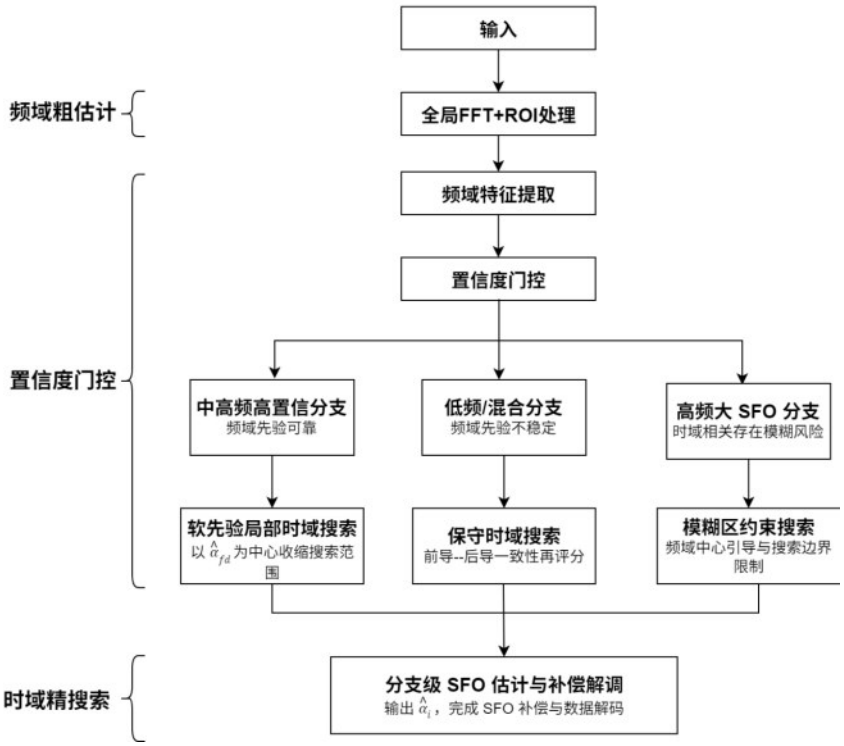


图4　基于置信度门控的频时域联合SFO估计流程

中高频高置信度分支，以频域估计为中心执行软先验局部搜索；对于低频或混合弱先验分支，弱化频域ppm先验，采用保守TD搜索并结合前导－后导一致性再评分；对于高频高SFO分支，使用频域中心约束搜索范围，并引入TD模糊区上界抑制旁瓣误锁。最终，各分支输出统一的SFO估计，并用于后续补偿和解调。

2.2　频域粗估计

对长度N_{fft}的接收信号片段去均值并加Blackman窗：

$$x[n]=r[n]-\frac{1}{N_{fft}}\sum_{m=0}^{N_{fft}-1}r[m] \tag{8}$$

$$x_w[n]=x[n]w[n] \tag{9}$$

频谱估计为

$$X[k]=\sum_{n=0}^{N_{fft}-1} x_w[n]e^{-j2\pi kn/N_{fft}} \tag{10}$$

$$P[k]=|X[k]|^2 \tag{11}$$

对应频率坐标为

$$f[k]=\left(k-\frac{N_{fft}}{2}\right)\frac{F_s}{N_{fft}} \tag{12}$$

对第i个标签，在理论频点附近构造感兴趣区域

$$\mathcal{R}_i=\left[f_{c,i}^{(0)}-\Delta f_{L,i},f_{c,i}^{(0)}+\Delta f_{R,i}\right] \tag{13}$$

ROI宽度需要同时满足覆盖下界和污染上界。覆盖下界可写为

$$\Delta f_i \geqslant \alpha_{\max} f_{c,i}^{(0)}+\Delta f_{res}+\kappa\Delta f_{bin}+\Delta f_{shape,i} \tag{14}$$

其中，Δf_i为ROI半宽，右端各项分别对应最大SFO、剩余公共频偏、FFT栅格和谱形展宽保护。污染上界由相邻用户和直流附近伪峰决定，候选污染频率集合为

$$\mathcal{F}_{int}=\{0\}\cup\left\{f_{c,j}^{(0)}:j\neq i\right\} \tag{15}$$

若最近污染频点距离为$d_{near,i}$,保护带为G_i,则

$$\Delta f_i \leqslant d_{near,i}-G_i \tag{16}$$

当式(14)与式(16)不能同时满足时，该分支频域观测容易受相邻用户或直流残留污染，后续门控将降级其SFO先验。

在ROI内搜索最大功率点：

$$k_{peak,i}=\arg\max_{k\in\mathcal{R}_i} P[k] \tag{17}$$

然后使用对数谱抛物线插值得到连续峰值频率$\hat{f}_{peak,i}$。为提高稳健性，在峰值附近构造质心窗口

$$\mathcal{C}_i=\left[\hat{f}_{peak,i}-B_i,\hat{f}_{peak,i}+B_i\right] \tag{18}$$

并计算局部能量质心

$$\hat{f}_{centroid,i}=\frac{\sum_{f[k]\in\mathcal{C}_i} f[k]P[k]}{\sum_{f[k]\in\mathcal{C}_i} P[k]} \tag{19}$$

最终取$\hat{f}_{c,i}=\hat{f}_{centroid,i}$并由式(4)得到频域SFO粗先验。

2.3　频域到时域的置信度门控

频域估计不直接作为最终SFO，而作为可拒绝、可降级、可软约束的时域先验。门控模块将频域观测转换为带通中心修正开关、SFO搜索中心和时域搜索模式。对第i个标签，构造特征向量

$$\mathbf{z}_i=\left[\mathrm{SNR}_{spec,i},\Delta P_{12,i},\Delta f_{pc,i},\rho_i^{iso},\sigma_{ppm,i}\right]^T \tag{20}$$

其中各分量分别表示谱峰显著性、主次峰差、峰值–质心一致性、频谱隔离度和ppm映射风险。门控函数可写为

$$\mathcal{G}(\mathbf{z}_i;\Theta)\mapsto\left(e_i^{(fc)},e_i^{(\alpha)},\alpha_{0,i},w_i,m_i\right) \tag{21}$$

其中$e_i^{(fc)}$和$e_i^{(\alpha)}$分别为带通中心修正和频域SFO先验开关，$\alpha_{0,i}$、w_i和m_i分别为时域搜索中心、半宽和模式。门控参数集合记为

$$\begin{aligned}\Theta=\{&\gamma_{snr},\gamma_{p12},\gamma_{pc},\rho_{th},\sigma_{th},\\&f_{LF},w_{soft},w_{cons},\lambda,\lambda_{post}\}\end{aligned} \tag{22}$$

其中，各参数分别对应谱峰显著性、主次峰差、峰质心偏差、隔离度、ppm风险和搜索控制。若ROI覆盖约束与污染约束不能同时满足，或$\sigma_{ppm,i}$超过时域安全搜索半宽，则切换到保守搜索，避免将受污染的Hz级偏移放大为ppm级错误先验。

为便于复现，本文将频域高置信指示量写为

$$\begin{aligned}C_i^{fd}=\mathbb{I}\{&SNR_{spec,i}>\gamma_{snr},\Delta P_{12,i}>\gamma_{p12},\\&\Delta f_{pc,i}<\gamma_{pc},\rho_i^{iso}>\rho_{th},\\&\sigma_{ppm,i}<\sigma_{th}\}\end{aligned} \tag{23}$$

记χ_i^{amb}为时域模糊区风险指示量：

$$\chi_i^{amb}=\mathbb{I}\{w_{req,i}>\Delta\mathrm{SFO}_{amb,i}\} \tag{24}$$

搜索模式由频域置信度、理论中心频率和污染风险共同决定：

$$m_i=\begin{cases}\text{conservative}, & f_{c,i}^{(0)}\leqslant f_{LF}\ \text{or}\ \rho_i^{\mathrm{iso}}<\rho_{\mathrm{th}}\\ & \text{or}\ \sigma_{\mathrm{ppm},i}\geqslant\sigma_{\mathrm{th}}\\ \text{amb}, & C_i^{fd}=1,f_{c,i}^{(0)}>f_{LF},\\ & \chi_i^{\mathrm{amb}}=1\\ \text{soft}, & C_i^{fd}=1,f_{c,i}^{(0)}>f_{LF},\\ & \chi_i^{\mathrm{amb}}=0\\ \text{conservative}, & \text{otherwise.}\end{cases} \tag{25}$$

对应的时域搜索中心和半宽为

$$\alpha_{0,i}=\begin{cases}\hat{\alpha}_{fd,i}, & e_i^{(\alpha)}=1\\ \alpha_{safe,i}, & e_i^{(\alpha)}=0\end{cases} \tag{26}$$

$$w_i=\begin{cases}w_{soft}, & m_i=\text{soft},\\ w_{cons}, & m_i=\text{cons},\\ \min(w_{req,i},\Delta SFO_{amb,i}), & m_i=\text{amb}.\end{cases} \tag{27}$$

其中,$\alpha_{safe,i}$为保守搜索中心，$w_{req,i}$为覆盖频域不确定度所需半宽，$\Delta SFO_{amb,i}$为模糊区约束下的安全半宽。上述门控输出进一步决定以下三类时域搜索分支。

2.3.1 高置信常规分支:软先验局部搜索

当 $C_i^{fd}=1$、$f_{c,i}^{(0)}>f_{LF}$ 且 $\chi_i^{amb}=0$ 时，门控输出为 $m_i=\text{soft}$，频域 SFO 粗估计用于收缩时域搜索范围：

$$\alpha_{0,i}=\hat{\alpha}_{fd,i},\quad w_i=w_{soft},\quad e_i^{(\alpha)}=1 \tag{28}$$

时域搜索仍以相关峰判决为主，但在评分函数中加入频域软先验惩罚，使相关峰接近的候选优先靠近可信频域中心。

2.3.2 低置信度分支:保守搜索

当频域置信度不足、ROI 受污染或低频分支存在明显 ppm 映射风险时，门控输出为 conservative，不将频域 SFO 粗估计直接作为搜索中心：

$$\alpha_{0,i}=\alpha_{safe,i},\quad w_i=w_{cons},\quad e_i^{(\alpha)}=0 \tag{29}$$

该分支用于避免将不可靠的 Hz 级偏移放大为 ppm 级错误先验；对 $f_{c,i}^{(0)}\le f_{LF}$ 的低频分支，保守搜索后进一步采用前导－后导一致性再评分。

2.3.3 时域模糊区约束

当频域观测高置信但 $w_{req,i}>\Delta SFO_{amb,i}$ 时，门控输出为 $m_i=\text{amb}$。该分支保留频域中心作为候选锚点，但用模糊区约束限制单段搜索半宽。设前导长度为 N_p 个采样点，候选 SFO 与真实 SFO 的残差为 $\Delta\alpha$，则前导末端累计漂移近似为

$$\Delta n_{end}\approx|\Delta\alpha|N_p \tag{30}$$

SFS/BOC 前导的相关旁瓣间隔与 chip 间隔有关。若一个 bit 有 N_b 个采样点，则

$$N_{chip}=\frac{N_b}{2\mathrm{SFS}_{N,i}} \tag{31}$$

为了使单段时域搜索不跨越主峰吸引域，要求

$$|\Delta\alpha|N_p\le\beta N_{chip} \tag{32}$$

其中，β 为模糊区安全系数。设前导长度为 L_p bit，$N_p=L_pN_b$，则单段时域搜索安全 SFO 半宽为

$$\Delta\mathrm{SFO}_{amb}^{(\mathrm{ppm})}\le 10^6\frac{\beta}{2\mathrm{SFS}_{N,i}L_p} \tag{33}$$

式(33)给出围绕频域先验中心进行单段局部搜索的安全半宽；若覆盖需求超过该上界，则不直接扩大连续搜索窗口，而采用软先验、多候选局部搜索或保守回退。

2.4 时域精搜索

时域精搜索由门控结果控制。给定搜索中心 $\alpha_{0,i}$、半宽 w_i 和模式 m_i 后，候选集合为

$$\mathcal{A}_i=\{\alpha:|\alpha-\alpha_{0,i}|\le w_i\} \tag{34}$$

对每个候选 SFO,时域模块计算基础相关度量

$$J_i(\alpha)=\max_{\tau}\left|\rho_i(\alpha,\tau)\right| \tag{35}$$

对于中高频高置信度分支，在基础相关度量上加入频域软先验惩罚项：

$$J_i^{soft}(\alpha)=\frac{J_i(\alpha)}{\max\limits_{\alpha\in\mathcal{A}_i}J_i(\alpha)}-\lambda\left(\frac{\alpha-\alpha_{0,i}}{\sigma_{\alpha,i}}\right)^2 \tag{36}$$

并得到候选估计

$$\hat{\alpha}_{td,i}=\arg\max_{\alpha\in\mathcal{A}_i}J_i^{soft}(\alpha) \tag{37}$$

未启用软先验时，式(36)退化为传统最大相关搜索。

对于高频高 SFO 分支，时域搜索半宽需同时满足覆盖频域误差的下界和式(33)给出的模糊区上界，以降低旁瓣误锁概率。

当高频分支的时域输出明显偏离可信频域中心时，采用频域锚定判决：

$$\hat{\alpha}_{\mathrm{anc},i}=\begin{cases}\hat{\alpha}_{\mathrm{fd},i}, & \left|\hat{\alpha}_{\mathrm{td},i}-\hat{\alpha}_{\mathrm{fd},i}\right|>\Gamma_{\mathrm{fd}},\\ & C_i^{\mathrm{fd}}=1\\ \hat{\alpha}_{\mathrm{td},i}, & \text{otherwise.}\end{cases} \tag{38}$$

其中，Γ_{fd} 为频域-时域偏差门限。该规则仅在时域峰疑似旁瓣误锁时回退到频域锚定值。

对于低频多用户混合场景，频域 ppm 先验稳定性不足，且仅依据前导相关峰可能忽略后半帧累计漂移。因此，本文在低频分支的保守搜索后加入后导辅助微调，使 SFO 估计同时满足前导局部相关和整帧前导－后导一致性。

设普通时域搜索得到的估计为 $\hat{\alpha}_{td,i}$，在其附近构造小范围候选集合

$$\mathcal{A}_{\mathrm{post},i}=\left[\hat{\alpha}_{\mathrm{td},i}-\Delta\mathrm{SFO}_{\mathrm{post}},\hat{\alpha}_{\mathrm{td},i}+\Delta\mathrm{SFO}_{\mathrm{post}}\right] \tag{39}$$

对每个候选 α 分别计算前导和后导归一化相关：

$$C_{\mathrm{pre},i}(\alpha)=\frac{\left|\left\langle y_{\alpha,i}[n_{\mathrm{pre}}],p_i[n]\right\rangle\right|}{\left\|y_{\alpha,i}[n_{\mathrm{pre}}]\right\|\left\|p_i[n]\right\|} \tag{40}$$

$$C_{\mathrm{post},i}(\alpha)=\frac{\left|\left\langle y_{\alpha,i}[n_{\mathrm{post}}],q_i[n]\right\rangle\right|}{\left\|y_{\alpha,i}[n_{\mathrm{post}}]\right\|\left\|q_i[n]\right\|} \tag{41}$$

其中，$y_{\alpha,i}[n]$ 为时间尺度校正后的分支信号，$p_i[n]$ 和 $q_i[n]$ 分别为已知前导和后导模板。最终选择

$$\begin{aligned}\hat{\alpha}_{\mathrm{post},i}&=\arg\max_{\alpha\in\mathcal{A}_{\mathrm{post},i}}J_i(\alpha)\\ J_i(\alpha)&=C_{\mathrm{pre},i}(\alpha)+\lambda_{\mathrm{post}}C_{\mathrm{post},i}(\alpha)\end{aligned} \tag{42}$$

本文仅对$f_{c,i}^{(0)} \leqslant 5$ kHz的低频分支启用该局部再评分，其参数设置见实验部分。

综合低频后导再评分与高频频域锚定判决，最终输出统一写为

$$\hat{\alpha}_i = \begin{cases} \hat{\alpha}_{\text{post},i}, & m_i = \text{conservative}, \\ & f_{c,i}^{(0)} \leqslant f_{\text{LF}} \\ \hat{\alpha}_{\text{anc},i}, & m_i = \text{amb} \\ \hat{\alpha}_{\text{td},i}, & \text{otherwise}. \end{cases} \tag{43}$$

其中，$\hat{\alpha}_{anc,i}$由式(38)给出，$\hat{\alpha}_i$为最终SFO估计。上述判决优先处理低频整帧漂移和高频旁瓣误锁，其余情况保留时域最大相关结果。

3　实验设置

本文构建双用户SFS仿真链路对算法进行评估，系统与算法参数见表1。实验比较三种方案：

TD-wide baseline: 传统时域宽范围搜索，不使用频域SFO先验。

confidence-gated FD－TD estimator: 本文提出的置信度门控FD－TD联合估计方法。

local-TD reference: 围绕真实SFO邻域进行局部搜索的参考方案。该方案用于观察局部时域搜索本身的误差下限倾向，但不包含本文的置信度门控、前导－后导一致性再评分和模糊区约束，因此不作为严格性能上界。

评价指标包括BER、BLER、平均时域SFO误差和分场景相对收益。所有方案在相同双用户组合、SFO幅度、SNR和随机种子下配对运行；BER按总错误比特数与总比特数加权，BLER按错误帧数与总帧数加权，平均时域SFO误差按标签分支统计$\left|\hat{\alpha}_i - \alpha_i\right|$的条件均值。

为进一步评估所提算法在多标签并发接入下的可扩展性，在双用户全量SFO/SNR仿真之外设计了支持标签数扩展实验。该实验设置并发标签数为K=4,5,6,7,8，以单标签BER≤0.05作为该标签可靠支持的判据，并统计不同算法在典型困难SFS组合下的平均支持标签数、支持率、BER和BLER。具体设置如下：K=4,5,6,7时选取高频密集困难组合，SFO幅度设置为70000ppm附近的随机值；K=8时选取8个SFS分支满并发组合，SFO幅度设置为50000ppm。所有K扩展实验均选取SNR=4dB和6dB两个中高信噪比点。

表1　仿真与算法参数设置

参数	取值
系统参数	
采样率	2.88 MHz
系统带宽	15 kHz
基准频率	3.75 kHz
SFS阶数	1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128
频点范围	3.75－480 kHz
双用户组合数	28
SFO幅度	1000－100000 ppm，共7组
SNR	-14－6 dB，共11个点
每个配置帧数	10
算法参数	
低频判定阈值	5 kHz
质心窗口半宽	2/3/4/6 kHz分段设置
后导微调半宽	1200 ppm
后导微调步长	50 ppm
后导权重	2.0
时域模糊区系数	0.25－0.5
高频频域锚定门限	6000 ppm

4　实验结果与分析

图5给出BER－SFO和BER－SNR两类聚合曲线，用于展示算法随SFO幅度和信噪比变化的总体趋势。由于不同SFS分支的统计结果会同时受到频点位置、SFO幅度、SNR、配对用户和频谱重叠程度影响，本文仅以表格形式给出分支聚合结果用于说明不同分支下的性能差异。

4.1　整体性能

全量实验包含12936行统计结果，其中各因子分别对应双用户频点组合数、SFO幅度数、SNR点数、比较方案数和双用户分支数。整体加权结果见表2。

与时域宽范围搜索基线相比，FD－TD estimator的整体BER相对下降41.11%，BLER从0.300139降至0.176623，平均时域SFO误差由8652 ppm降至866ppm。local-TD reference的平均SFO误差较低，但其BER/BLER并未优于FD－TD estimator，说明单纯缩小时域搜索邻域并不能替代门控、回退和后导再评分机制；因此本文将其作为局部时域参考，而非严格性能上界。

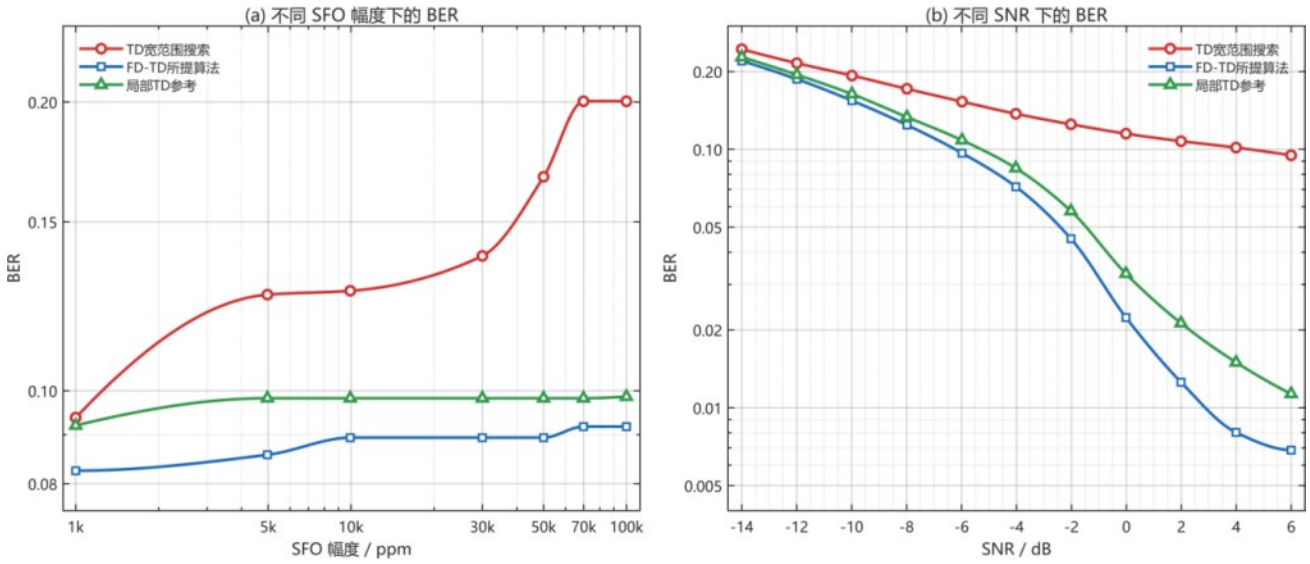


图 5　不同SFO幅度和SNR条件下三种方法的 BER 聚合结果

表 2　整体性能对比

方法	BER	BLER	平均 SFO 误差
TD-wide baseline	0.150423	0.300139	8652 ppm
FD－TD estimator	0.088588	0.176623	866 ppm
local-TD reference	0.097440	0.195060	270 ppm

4.2　SFO 估计误差分析

从图5可见，FD－TD estimator 在各SFO幅度下均保持正向 BER 收益。按 SFO 幅度统计，当 SFO 从1000ppm增至100000ppm时，BER相对收益由 11.9% 增至 55.7%；按 SNR 区间统计，在-14 ~ -10 dB、-8 ~ -4 dB 和 -2 ~6 dB 三个区间内，BER 相对收益分别为12.4%、35.4%和80.5%。这说明该算法的主要优势并非来自单一信噪比点，而是在 SFO 增大或噪声影响减弱后，更能避免宽范围时域搜索中的旁瓣误锁和错误候选放大。

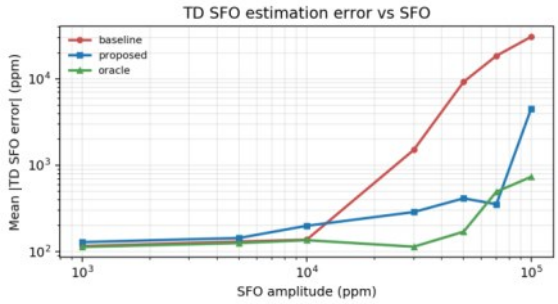


图 6　不同 SFO 幅度下的平均时域 SFO 绝对误差

图 6 进一步给出平均时域SFO绝对误差。随着 SFO幅度增大，时域宽范围搜索基线的误差显著上升，说明单纯扩大搜索窗口会增加最大相关峰落入旁瓣区域的风险；FD－TD estimator 通过频域粗先验、置信度门控和分支化约束压缩了候选集合，因此在大SFO条件下仍保持较低误差。低频3.75 kHz 分支的分层统计也支持这一判断：其 BER 从 0.15094 降至 0.04890，平均 SFO 误差从 596ppm 降至302ppm；在 SFS_N≥32 且 SFO 不低于 50000ppm 的高频高 SFO 场景中，BER 从0.40144 降至0.16462，平均SFO误差从51771ppm 降至3969ppm。

4.3　不同 SFS 分支表现分析

表 3　不同 SFS 阶数下的分支聚合 BER

SFS_N	频点	TD-wide	FD－TD	local-TD ref.
1	3.75 kHz	0.15094	0.04890	0.15282
2	7.5 kHz	0.12206	0.12206	0.12741
4	15 kHz	0.03263	0.03263	0.02843
8	30 kHz	0.00781	0.01759	0.00586
16	60 kHz	0.00116	0.00081	0.00000
32	120 kHz	0.08915	0.00429	0.00443
64	240 kHz	0.32542	0.16369	0.14911
128	480 kHz	0.47422	0.31872	0.31147

表3用于展示不同SFS分支的聚合表现，不应解释为BER关于SFS_N的理论单调曲线。低阶分支受直流和低频混叠影响，中阶分支频谱隔离较好，

高阶分支则面临更大的Hz级偏移和更密集的SFS/BOC相关旁瓣。其中$SFS_N = 8$分支的FD－TD estimator结果略差于时域宽范围搜索基线，说明该分支原始时域搜索已较稳定，额外门控和先验约束可能带来轻微过约束；这一现象也表明门控阈值并非对所有分支等幅最优。总体来看，FD－TD estimator的主要收益集中在低频整帧漂移和高频高SFO旁瓣误锁两类更困难场景。

4.4　支持标签数扩展实验

为评估本算法的多标签并发接入能力问题，本文在前述BER与SFO估计误差实验基础上进一步补充支持标签数扩展实验。实验将并发标签数设置为K=4,5,6,7,8，并在每个并发规模下统计各算法可可靠解码的标签数量。本文以单标签BER≤0.05作为该标签被可靠支持的判据，因此支持标签数越高，说明算法在相同频谱资源和SFO扰动条件下能够维持更多并发标签的稳定接入。

由表4可见，在K=4,5,6,7的困难场景中，时域宽范围搜索基线分别只能支持2/4、3/5、3/6、和4/7个标签；所提FD-TD联合估计算法分别提升至3/4、4/5、5/6和5/7。该结果说明，随着并发标签数增加，单纯依赖宽范围时域搜索更容易受到邻近分支泄漏和相关旁瓣影响，而频域粗估计与置信度门控能够更稳定地约束时域搜索范围，从而减少误锁并提升可支持标签数。

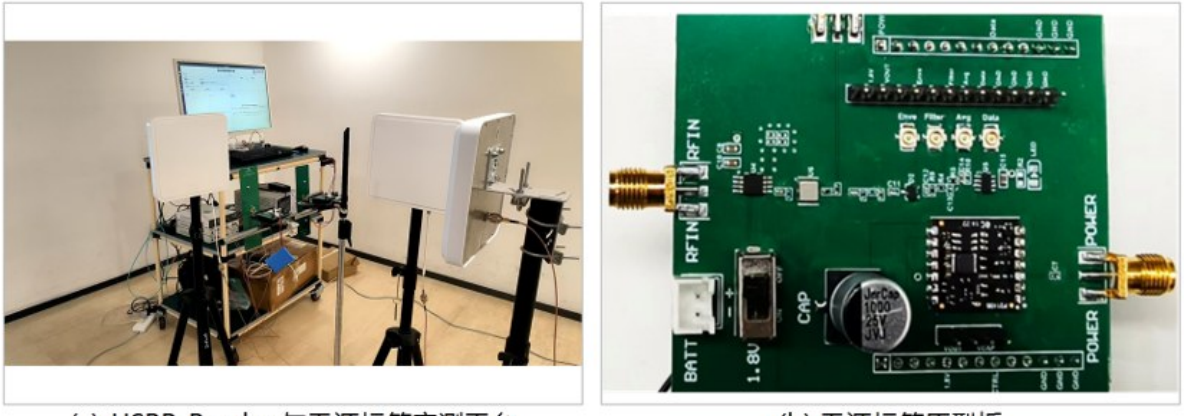
表4　不同并发标签数下的支持标签数和平均BER

K	TD-wide-baseline 支持数 / BER	FD-TD-proposed 支持数 / BER	局部TD支持数 / BER
4	2/4, 0.250000	3/4, 0.035156	3/4, 0.048177
5	3/5, 0.195312	4/5, 0.089792	4/5, 0.082812
6	3/6, 0.216146	5/6, 0.085503	5/6, 0.097222
7	4/7, 0.180432	5/7, 0.095327	5/7, 0.090030
8	5/8, 0.138997	7/8, 0.067240	7/8, 0.064128

在K=8的满并发场景中，基线算法平均支持5/8个标签， FD-TD算法支持7/8个标签，平均BER由0.138997降至0.067240。这说明在高并发和高SFO条件下，干扰抑制机制能够进一步降低强分支对弱分支的影响，提高系统可支持的并发标签数量。

综合来看，所提方法不仅在双用户或固定用户数场景下能够降低SFO估计误差和BER，在并发标签数扩展时也能维持更高的可靠接入能力。该结果进一步验证了所提频时域联合估计与门控机制对多标签并发SFS接入场景的适用性。

4.5　硬件平台与实测频偏验证



(a) USRP Reader 与无源标签实测平台　　(b) 无源标签原型板

图7　硬件实测平台与无源标签原型

如图7所示，为补充验证本文问题建模与实际硬件链路的一致性，本文基于USRP Reader和无源标签原型搭建实测平台。Reader端采集标签反向散射复基带IQ数据，并对不同SFS分支组合下的实测数据进行频谱分析。实测数据来自USRP下变频后的IQ采样，采样率为2.88 MHz，每bit采样点数为768，对应基础SFS间隔为3.75 kHz。

表5给出了三组代表性SFS分支组合下的实测结果。

由表5可见，实测分支质心并非严格落在理论SFS频点处，而是在不同分支上均存在数百Hz到数kHz量级的中心偏移。例如，SFSN=4和SFSN=8

表 5　不同 SFS 分支下的硬件实测频点偏移

SFSN 组合	SFSN	频点/kHz	实测质心/kHz	频偏/Hz	SFO/ppm	SNR / dB
[4,8]	4	15.000	14.733	-267.2	-17813.8	18.69
[4,8]	8	30.000	29.703	-297.0	-9898.6	16.95
[16,32]	16	60.000	59.557	-443.3	-7387.6	23.36
[16,32]	32	120.000	119.062	-937.6	-7813.7	26.92
[64,128]	64	240.000	238.478	-1521.5	-6339.7	28.40
[64,128]	128	480.000	477.035	-2964.8	-6176.7	28.39

分支的质心偏移分别为-267.2Hz 和-297.0Hz；SFSN =64 和 SFSN=128 分支的质心偏移进一步增大至 -1521.5Hz 和-2964.8Hz。该结果说明，在实际硬件链路中，标签时钟、射频链路残余频偏和采样同步误差会共同造成SFS 分支中心漂移。

同时，表 5 中的等效 ppm 误差随分支频点变化并非简单保持一致，这是因为相同 Hz 级频率偏移在不同标称频点上会映射为不同 ppm 量级。该实测现象与本文前文关于频域中心失配、低频 ppm 映射放大以及高频分支邻近干扰风险的分析一致，说明仅依赖固定中心频点或宽范围时域搜索难以稳定处理多标签 SFS 接入中的 SFO 问题，也从硬件层面支撑了本文采用频域粗估计、置信度门控与时域精搜索联合处理的必要性。

5　结论

本文针对环境物联网多用户 SFS 接入的 SFO 估计问题，提出一种结合频域粗估计、置信度门控和时域精搜索的联合估计算法。该算法利用协议频点构造标签级频域先验，并通过门控机制决定其是否进入带通中心修正和时域搜索，使频域信息以可拒绝、可降级的方式参与估计。仿真结果表明，所提算法能够降低平均时域 SFO 估计误差和整体 BER，在低频整帧漂移、高频高 SFO 旁瓣误锁以及中高信噪比场景下均表现出较好的稳定性。

进一步的支持标签数扩展实验表明，在典型高并发困难场景下，所提 FD-TD 联合估计方法能够比时域宽范围搜索基线支持更多可靠接入标签；加入门控干扰抑制后，在 K=8 满并发场景中平均支持标签数由 5/8 提升至 7/8，说明该框架具有较好的多标签扩展潜力。

参考文献：

[1] LIU V, PARKS A, TALLA V, et al. Ambient backscatter: Wireless communication out of thin air[C]//Proceedings of ACM SIGCOMM 2013. New York: ACM, 2013: 39-50.

[2] BHARADIA D, JOSHI K R, KOTARU M, et al. BackFi: High throughput WiFi backscatter[C]//Proceedings of ACM SIGCOMM 2015. New York: ACM, 2015: 283-296.

[3] TALLA V, HESSAR M, KELLOGG B, et al. LoRa backscatter: Enabling the vision of ubiquitous connectivity[J]. Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies, 2017, 1(3): 105:1-105:24.

[4] 王公仆，熊轲，刘铭，等. 反向散射通信技术与物联网[J]. 物联网学报，2017，1(1)：67-75.
WANG G P, XIONG K, LIU M, et al. Backscatter communication technology and Internet of Things[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2017, 1(1): 67-75.

[5] ZHANG P, BHARADIA D, JOSHI K R, et al. HitchHike: Practical backscatter using commodity WiFi[C]//Proceedings of the 14th ACM Conference on Embedded Network Sensor Systems. New York: ACM, 2016: 259-271.

[6] ZHANG P, JOSEPHSON C, BHARADIA D, et al. FreeRider: Backscatter communication using commodity radios[C]//Proceedings of the 13th International Conference on Emerging Networking EXperiments and Technologies. New York: ACM, 2017: 389-401.

[7] 3GPP. Study on solutions for Ambient IoT (Internet of Things) in NR[R]. Sophia Antipolis: 3GPP, 2025.

[8] 王若珩，董岚，刘铭，等. 环境物联网中的信道估计[J]. 物联网学报，2024，8(4)：110-118.
WANG R H, DONG L, LIU M, et al. Channel estimation for ambient Internet of Things[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2024, 8(4): 110-118.

[9] MOLOUDI S, KHAN T A, MOSCHETTI G, et al. Ambient power-enabled Internet of Things: 3GPP physical layer standardization overview[J]. IEEE Communications Standards Magazine, 2025, 9(4): 183-191.

[10] YIN M, WEI C, TAKEDA K, et al. Low-complex waveform, modulation, and coding designs for 3GPP Ambient IoT[J]. IEEE Communications Standards Magazine, 2025, 9(4): 192-198.

[11] 陶琴，钟财军，张朝阳. 面向无源物联网的环境反向散射通信技术[J]. 物联网学报，2019，3(2)：28-34.
TAO Q, ZHONG C J, ZHANG Z Y. Ambient backscatter communications technology for batteryless IoT[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2019, 3(2): 28-34.

[12] 郭颖，王公仆，李宗辉，等. 基于无源反向散射技术的智能标签：应用与挑战[J]. 物联网学报，2020，4(3)：20-29.
GUO Y, WANG G P, LI Z H, et al. Smart tags based on the batteryless backscatter technology: Applications and challenges[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(3): 20-29.

[13] 崔子琦，王公仆，魏旭昇，等. 反向散射通信的未来应用与技术挑战[J]. 移动通信，2021，45(4)：29-36.
CUI Z Q, WANG G P, WEI X S, et al. Future applications and technical challenges of backscatter communications[J]. Mobile Communications, 2021, 45(4): 29-36.

[14] 李源，张雨露，丁郁，等. 无源物联网通信研究进展与演进思考[J]. 物联网学报，2023，7(3)：15-23.
LI Y, ZHANG Y L, DING Y, et al. Research progress and evolution prospect of passive Internet of Things communication[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2023, 7(3): 15-23.

[15] 叶迎晖，徐瑞，田雨佳，等. 反向散射通信技术的研究与发展[J]. 电信科学，2024，40(1)：1-23.
YE Y H, XU R, TIAN Y J, et al. Research and development of backscatter communications technology[J]. Telecommunications Science, 2024, 40(1): 1-23.

[16] JIANG J, XU Z, DANG F, et al. Long-range ambient LoRa backscatter with parallel decoding[C]//Proceedings of the 27th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM, 2021: 684-696.

[17] DU C, YU J, ZHANG R, et al. ConcurScatter: Scalable concurrent OFDM backscatter using subcarrier pattern diversity[C]//Proceedings of IEEE INFOCOM 2024 - IEEE Conference on Computer Communications. Piscataway: IEEE Press, 2024: 1771-1780.

[18] HESSAR M, NAJAFI A, GOLLAKOTA S. NetScatter: Enabling large-scale backscatter networks[C]//Proceedings of the 16th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation. Berkeley: USENIX Association, 2019: 271-284.

[19] 王公仆，许亚婷，许荣涛，等. 无源反向散射通信系统载波频偏位置快速检测算法[J]. 电子与信息学报，2023，45(7)：2311-2316.
WANG G P, XU Y T, XU R T, et al. A fast carrier frequency offset position detection algorithm for passive backscatter communication system[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(7): 2311-2316.

[20] VAN HUYNH N, HOANG D T, LU X, et al. Ambient backscatter communications: A contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(4): 2889-2922.

[21] WANG G, GAO F, FAN R, et al. Ambient backscatter communication systems: Detection and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(11): 4836-4846.

[22] ZHAO W, WANG G, ATAPATTU S, et al. Channel estimation for ambient backscatter communication systems with massive-antenna reader[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 8254-8258.

[23] MA S, WANG G, FAN R, et al. Blind channel estimation for ambient backscatter communication systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(6): 1296-1299.

[24] MOOSE P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 2908-2914.

[25] MORELLI M, MENGALI U. Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(9): 1580-1589.

[26] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.

[27] VAN DE BEEK J J, SANDELL M, BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.

[28] MENGALI U, D'ANDREA A N. Synchronization techniques for digital receivers[M]. New York: Plenum Press, 1997.

[29] MEYR H, MOENECLAEY M, FECHTEL S A. Digital communication receivers: Synchronization, channel estimation, and signal processing[M]. New York: Wiley, 1998.

[30] GARDNER F M. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(5): 423-429.

[31] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications[M]. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2008.

[32] LEE Y, CHONG D, SONG I, et al. Cancellation of correlation side-peaks for unambiguous BOC signal tracking[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(5): 569-572.

[33] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation [J]. Navigation, 2001, 48(4): 227-246.

[34] YAO Z, LU M, FENG Z. Unambiguous sine-phased binary offset carrier modulated signal acquisition technique[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2): 577-580.

[35] 杨义冰，许荣涛，陈霞，等. 无源物联网的编码技术研究[J]. 物联网学报，2023，7(3)：24-31.
YANG Y B, XU R T, CHEN X, et al. Coding technology of passive Internet of Things[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2023, 7(3): 24-31.

[36] PENG Y, SHANGGUAN L, HU Y, et al. PLoRa: A passive long-range data network from ambient LoRa transmissions[C]//Proceedings of ACM SIGCOMM 2018. New York: ACM, 2018: 147-160.

[37] GUO X, SHANGGUAN L, HE Y, et al. Saiyan: Design and implementation of a low-power demodulator for LoRa backscatter systems[C]//Proceedings of the 19th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation. Berkeley: USENIX Association, 2022: 437-451.