

无源反向散射通信系统载波频偏位置快速检测算法

王公仆^① 许亚婷^{*①} 许荣涛^② 陈霞^② 艾渤^②

^①(北京交通大学计算机与信息技术学院 北京 100044)

^②(北京交通大学电子信息工程学院 北京 100044)

摘要: 近来无源反向散射通信技术作为绿色物联网的关键技术,引起了广泛的关注。在无源反向散射通信系统中,收发节点与反射节点的振荡器差异、相对运动以及环境变化,导致接收端和发送端存在载波频率偏移(CFO)。CFO对信号检测和系统性能有重要影响,而当前多数无源反向散射通信系统研究忽略了CFO。该文设计了一种适用于频移键控调制(FSK)的CFO快速检测方法,不需要导频就能快速有效检测出CFO是否存在并找出存在的位置。首先,根据信号在CFO存在与否的不同,采用去直流后取模方法对信号进行处理,而后根据处理后的信号的特点,基于累积和(CUSUM)设计快速检测算法对载波频偏出现的位置进行检测,并对理论分析结果进行仿真验证,仿真结果表明取模检测可以有效检测出CFO出现的位置。

关键词: 反向散射通信; 载波频偏; 快速检测; 物联网

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2023)07-2311-06

DOI: 10.11999/JEIT221558

A Fast Carrier Frequency Offset Position Detection Algorithm for Passive Backscatter Communication System

WANG Gongpu^① XU Yating^① XU Rongtao^② CHEN Xia^② AI Bo^②

^①(School of Computer and Information Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

^②(School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Recently, passive backscatter communication technology has attracted extensive attention as one key technology for green Internet of Things. In one typical backscatter communication system, there may exist Carrier Frequency Offset (CFO) between the receiver and the transmitter due to the relative motion or the difference in oscillators or environmental changes. CFO has an important impact on signal detection and system performance, but most current studies ignore the CFO. In this paper, a fast CFO detection method suitable for Frequency Shift Keying (FSK) modulation is designed, which can quickly and effectively detect without pilots whether there exists CFO and find out the location where the CFO begins. Specifically, this paper designs one detector amplitude-taking method. Next, based on CUMulative SUM (CUSUM) algorithm a fast detection algorithm is designed to detect the location of CFO. Finally, simulation results are provided to corroborate the proposed studies. The simulation results show that the designed detector can effectively locate the position where CFO appears.

Key words: Backscatter communication; Carrier frequency offset; Fast detection; Internet of things

1 引言

物联网被称为继计算机、互联网之后世界信息产业发展的第3次浪潮,万物智联是未来网络的重要演进方向。近年来,物联网技术快速发展并深入

应用于各个产业,例如智能交通、智能家居以及工业物联网等。

无源反向散射通信技术是物联网新兴技术之一^[1],能让传感器摆脱电池的束缚,避免繁杂的人工维护,能降低无线传感器的成本。在无源反向散射通信系统中,由于物理环境如温度湿度的差异、收发端和反射节点的晶体振荡器精度、环境变化以及相对运动等因素的影响^[2],在实际信号传输过程中,接收端和发送端可能存在载波频率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO),简称频偏。对于传统的

收稿日期: 2022-12-19; 改回日期: 2023-06-08; 网络出版: 2023-06-14

*通信作者: 许亚婷 22120448@bjtu.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划(2021YFB3901302)

Foundation Item: The National Key R&D Program of China (2021YFB3901302)

反向散射通信系统,如RFID系统,由于其传输速率低且传输时间短,所以频偏对系统性能影响不大。然而,对于新兴的无源反向散射通信系统,随着传输时间和反射速率的增加,收发和反射节点之间会产生频偏并严重影响系统性能。

学术界针对载波频偏已有一系列研究。Cao等人^[3]利用M-ary系统频率偏移的特性,提出一种无需去除数据相位的快速傅里叶变换的频率估计方法。文献^[4]提出相邻符号相位差算法,Fatadin等人^[5]在此基础上利用四元相移键控分区研究了16-QAM的载波频偏估计算法。Huang等人^[6]提出了一种基于相位差分法的两级前馈频率偏移估计(FOE)算法,利用两个相邻符号间的相位差以及符号与距离的相位差分别对载波频偏进行估计。Yang等人^[7]利用相位偏差和相应偏移距离的准线性关系以及多时间跨度估计方法,提出了一种基于扩展QPSK分区和准线性近似技术的盲前馈、低复杂度的载波频偏估计算法。Kim等人^[8]提出先对每个重复模式进行时间跟踪,再通过比较连续重复模式的相位差来估计CFO的最大似然法。Zheng等人^[9]提出一种基于统计直方图的频率偏移估计算法,将符号角度的聚合度为度量来测量频率偏移。对于正交频分复用(OFDM)系统,载波频偏会影响子载波的正交性,从而造成载波间干扰(ICI)并严重影响系统性能。Jayaprakash等人^[10]利用通道对相邻的两个正交频分复用符号的相应的子载波影响相同的特性,提出基于协方差拟合准则对载波频偏进行估计。

目前对于载波频偏的研究都是设计估计算法,大多数频偏估计需要导频。而针对新兴的无源反向散射通信系统,在开始传输阶段没有载波频偏,而随着时间和速率增加在某一时刻开始有载波频偏。这就需要检测出频偏是否存在以及何时开始存在。

针对这两个问题,本文设计了一种无需导频便能快速检测出载波频偏是否存在的方法,并能找出频偏开始的位置。本文设计的快速算法主要基于快速检测和累积和(CUmulative SUM, CUSUM)。快速检测又称变点检测,这一问题起源于1955年,文献^[11]提出对服从独立同分布的高斯变量的平均值的变化进行检测的过程。之后引入基于最大似然估计的方法,文献^[12]提出对正态分布数据中的均值偏移,文献^[13]提出对泊松分布数据的速率参数的变化进行检测。Kokoszka等人^[14]提出利用基于CUSUM的估计器对相互之间依赖的数据序列的均值的变化进行检测的方法。Na等人^[15]基于CUSUM对时间序列模型中的参数变化进行检测。Ling等人^[16]研究了负相关(NA)序列下变化点的CUSUM统计量,

证明其极限分布为标准的布朗桥。Yu等人^[17]研究了协方差函数存在情况下的加权CUSUM检测器的性能。Kim等人^[18]提出一种利用迭代的CUSUM方法的二元分割算法来检测金融时间序列中的变点。

本文提出的快速算法是基于CUSUM,传统CUSUM算法需要对样本数据进行全部排列,例如,样本数为 N ,传统CUSUM算法需要数据量为 $N!$,但本文只需要少量样本,不需要 $N!$ 。即本文提出算法只是随机抽取一定数目的样本,进行少量重新排列,如 N 个样本重新排列多次即可,因此复杂度远远低于传统的CUSUM算法。

本文主要贡献如下:首先分析推导建立了FSK调制下的反向散射通信系统数学模型,随后采用两种方法对系统接收信号模型进行特征分析,再进行去直流后取模检测,设计快速检测算法检测CFO是否存在并找出起始位置。仿真结果表明,对信号进行去直流后取模的方法可以有效检测出载波频偏存在的位置。

2 系统模型

考虑如图1所示的经典无源反向散射通信系统。系统由信号源、无源标签和阅读器3部分组成。

假设信号源与阅读器、信号源与标签、标签与阅读器之间的信道均为平坦衰落信道,分别为 h, g_i, g_o 。标签采取FSK调制来反射信号。信号源发送功率 $P = A^2/2$ 的正弦载波

$$c(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (1)$$

其中, f_c 是载波信号的频率, θ 为初相。

标签采取FSK调制,即在两个不同的反射系数值 Γ_0, Γ_1 之间切换,对应的比特 $i=0, 1$ 具有不同的子载波频率 f_i ,其中 T 为比特持续时间。

假设标签发送比特“0”位对应于天线反射系数 Γ_0 ,相应的频率 $f_i = f_0$;比特“1”位对应于反射系数为 Γ_1 ,相应的频率 $f_i = f_1$ 。那么标签的基带反射信号可以表示为

$$x(t) = \left(A_s - \frac{\Gamma_0 + \Gamma_1}{2} \right) + \frac{\Gamma_0 - \Gamma_1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} b(x_n, t - nT) \quad (2)$$

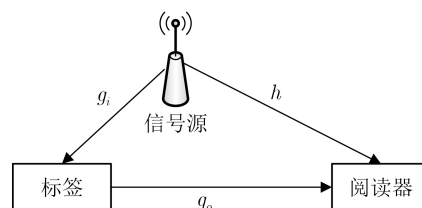


图1 反向散射通信系统模型

其中, $b(i, t)$ 为占空比为50%、振幅为1、相位服从 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布的周期性方波

$$b(i, t) = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{1}{2k+1} \cos[(2k+1)(2\pi f_i t + \varnothing)], & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

将式(4)代入式(3)可以得到标签散射信号为

$$\tilde{x}(t) = \left(A_s - \frac{\Gamma_0 + \Gamma_1}{2} \right) + \frac{\Gamma_0 - \Gamma_1}{2} \frac{4}{\pi} \cos(2\pi f_i t + \theta) \quad (4)$$

$$= m_1 e^{j\theta_1} + m_2 e^{j\theta_2} \cos(2\pi f_i t + \theta) \quad (5)$$

其中,

$$m_1 = \left| A_s - \frac{\Gamma_0 + \Gamma_1}{2} \right|, \theta_1 = \angle \left(A_s - \frac{\Gamma_0 + \Gamma_1}{2} \right) \quad (6)$$

$$m_2 = \frac{2|\Gamma_0 - \Gamma_1|}{\pi}, \theta_2 = \angle(\Gamma_0 - \Gamma_1) \quad (7)$$

阅读器接收到信号源和标签反射两路信号, 即

$$y(t) = hc(t) + g_0 g_i x(t) + n(t) \quad (8)$$

其中, $n(t)$ 表示噪声。

接收信号 $y(t)$ 经过正交解调、低通滤波后可以进一步表示为

$$y(t) = \frac{A}{2} [h e^{-j\varnothing_1} + g_0 g_i \eta (m_1 e^{j\theta_1} + m_2 \cos(2\pi f_i t + \theta) e^{j\theta_2}) e^{-j\varnothing_1}] e^{-j2\pi \Delta f t} + n(t) \quad (9)$$

$$= [\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} + \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t + \theta) e^{j\hat{\theta}_2}] e^{-j2\pi \Delta f t} + n(t) \quad (10)$$

其中,

$$\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} = \frac{A}{2} [h e^{-j\varnothing_1} + g_0 g_i \eta m_1 e^{j(\theta_1 - \varnothing_1)}] \quad (11)$$

$$\hat{m}_2 e^{j\hat{\theta}_2} = \frac{A}{2} g_0 g_i \eta m_2 e^{j(\theta_2 - \varnothing_1)} \quad (12)$$

其中, $\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1}$, $\hat{m}_2 e^{j\hat{\theta}_2}$ 均为复常数, Δf 就是载波频偏。

为方便进行载波频偏检测, 将时间段分为两部分 t_1 和 t_2 。假设在前 t_1 时间内, 信号 $y(t)$ 没有载波频偏, 在后 t_2 时间内, 信号 $y(t)$ 存在载波频偏。因此阅读器接收到的信号 $y(t)$ 可以写为

$$y(t) = [\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} + \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_1 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2}] + n(t_1) + [\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} + \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_2 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2}] e^{-j2\pi \Delta f t_2} + n(t_2) \quad (13)$$

如图2所示, 对应地将 $y(t)$ 分为 y_1, y_2 前后两部分, 其中 y_1 为无频偏的信号, y_2 为频偏存在的信号。

3 基于CUSUM的载波频偏快速检测算法

快速检测又称改变点检测, 检测的任务是在信号或者是时间序列的模型中, 找出使模型变化的点。在一个序列或过程中, 当某个统计特性(分布类型、分布参数)在某时间点受系统性因素而非偶然性因素影响发生变化, 称该时间点为变点。变点识别即利用一定的统计指标或统计方法, 对时间序列的状态进行观测, 以便准确有效地估计变点的位置。对于数据相互独立的数据集: 在某时刻, 数据模型中的某一变量受到影响发生改变, 从而导致该模型的分布发生改变。在改变发生之前, 该数据遵循一种分布, 改变发生后, 该数据将会遵循另外一种分布。因此, 使数据集合中的分布出现差异的点就是该数据集合的变点。估计和检测变点问题的方法有累积平方和方法、迭代累积平方和方法、Bayes方法、极大似然法、局部比较法、小波分析法等。

本文采用累积和图与多个引导(bootstrap)样本的方法对变点的位置进行检测。累积和的检测思路是将序列或过程中的微小的偏移量累积起来, 从而起到放大偏差的作用, 便于观察和检测变化, 提高检测过程中微小偏移的灵敏度。该检测方法有3个要点: 一是变化数据序列的顺序; 二是对于变化后的多个序列来求解累积和, 并通过多个引导样本来求解置信水平来判断是否有变化; 三是当检测到有变化时, 通过求解原始数据累积和绝对值的最大值来确定变化点的位置。

对于多个数据的序列检测变点的位置, CUSUM算法流程如下:

(1) 计算原始数据 X_1, X_2, \dots, X_n (n 为数据总数)的平均值

$$\bar{X} = \frac{X_1 + X_2 + \dots + X_n}{n} \quad (14)$$

(2) 计算数据 X_i 与数据的平均值 \bar{X} 之间的累积和 $S_i, i = 0, 1, \dots, n$

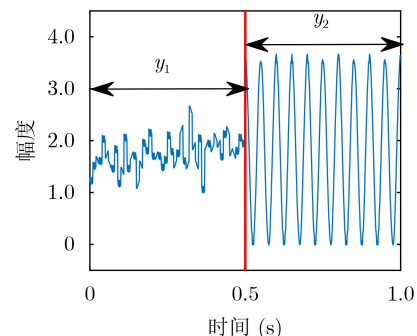


图2 待检测的信号 $y(t)$

$$S_0 = 0 \quad (15)$$

$$S_i = S_{i-1} + (X_i - \bar{X}) = \sum_{m=1}^i X_m - i\bar{X} \quad (16)$$

$$S_n = S_{n-1} + (X_n - \bar{X}) = \sum_{m=1}^n X_m - n\bar{X} = 0 \quad (17)$$

(3) 计算数据累积和的变化幅度的最大值和最小值

$$S_{\max} = \max_{i=0,1,\dots,n} S_i, S_{\min} = \min_{i=0,1,\dots,n} S_i \quad (18)$$

(4) 计算数据累积和的变化幅度的最大差值

$$S_{\text{diff}}^0 = S_{\max} - S_{\min} \quad (19)$$

(5) 对原始数据随机排序, 可得到 $n!$ 种排序方式, 从 $n!$ 种随机取出 N 种 (N 一般取 1000), 记某种重新排序后的数据为

$$X_1^1, X_2^1, \dots, X_n^1 \quad (20)$$

(6) 重复步骤(2)—(4)得到新的累积和变化幅度最大值 S_{diff} 。

(7) 统计 N 种排序方式中满足 $S_{\text{diff}} < S_{\text{diff}}^0$ 的排序个数, 记为 c , 则置信水平为

$$100 \frac{c}{N} \% \quad (21)$$

(8) 若置信水平大于 90%, 认为出现了变化, 估计变点出现位置

$$m = \arg \max_i |S_i|, i = 0, 1, \dots, n \quad (22)$$

点 m 为变化发生前的最后 1 个点, 点 $m+1$ 变化后的第 1 个点。

利用快速检测方法对由式(13)表示的接收到的信号进行检测, 判断信号中是否存在载波频偏以及频偏第 1 次出现的位置。在 t_1 和 t_2 时间内

$$y(t_1) = \left[\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} + \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_1 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2} \right] + n(t_1) \quad (23)$$

$$y(t_2) = \left[\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} + \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_2 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2} \right] e^{-j2\pi\Delta f t_2} + n(t_2) \quad (24)$$

在进行载波频偏位置检测时, 首先对信号进行采样, 采样后的信号由式(25)表示

$$y[k] = y(t) |_{t=kT_s}, k = 1, 2, \dots, K \quad (25)$$

其中, T_s 为采样周期, K 为采样点数。

在式(23)推导的过程中, 我们已经知道 $\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1}$ 为直流分量, 不含标签的数据信息, 可以通过取均值的方式, 用直流滤波器滤去直流分量后再进行检测。对信号进行直流滤波后得到

$$\hat{y}(t_1) = \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_1 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2} + n(t_1) \quad (26)$$

在大信噪比时, 可以忽略噪声的影响, 此时去直流后取模得到

$$\begin{aligned} |\hat{y}(t_1)| &\approx \left| \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_1 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2} \right| \\ &= |\hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_1 + \theta)| \end{aligned} \quad (27)$$

在式(24)推导的过程中, 由于 $y(t_2)$ 中 $\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1}$ 与载波频偏相乘, 因此不能去掉 $\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1}$, 因而在信噪比较大的情况下, 忽略噪声的影响, 此时去直流后取模

$$\begin{aligned} |y(t_2)| &= \left| \left[\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} + \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_2 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2} \right] e^{-j2\pi\Delta f t_2} \right| \\ &= \left| \left[\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1} + \hat{m}_2 \cos(2\pi f_i t_2 + \theta) e^{j\hat{\theta}_2} \right] \right| \end{aligned} \quad (28)$$

根据时间 t_1 与 t_2 的比值, 将数据分为两部分。对 t_1 时间内的数据, 数据的大小仅与该时刻子载波频率的大小有关, 且 \hat{m}_2 为常参数。对 t_2 时间内的数据, 由于 $\hat{m}_1 e^{j\hat{\theta}_1}$ 的存在, 数据特征与 t_1 时间内的数据特征有了明显区别。由于载波频偏存在和不存在的信号数据具有不同的特征, 可以通过快速检测算法检测出载波频偏第 1 次出现的位置。

对信号 $|\hat{y}(t_1)|$ 和 $|y(t_2)|$ 的处理如下: 对采样后的信号数据按照 CUSUM 流程先进行累积和计算, 得到初始累积和最大变化幅度, 之后将采样后的信号数据进行重新排序多次, 如 1000 次 (传统 CUSUM 算法需要 $N!$ 次, 远大于 1000 次), 对 1000 种重新排序后的数据, 每次排序方式都按照 CUSUM 算法流程计算累积和变化最大幅度。最后, 将 1000 种重新排序后的数据得到的累积和变化最大幅度与原始信号数据的累积和变化最大幅度进行比较, 得到 1000 种有多少种排序方式的累积和变化最大幅度小于原始信号数据的累积和变化最大幅度。由式(21)判断是否存在载波频偏, 若存在, 则由式(22)得到载波频偏第 1 次出现的位置。

综上, 对信号进行去直流取模操作后, 得到的有载波频偏和无载波频偏的两部分信号的统计量具有不同的数据特征, 因而可以采用快速检测算法对载波频率偏移出现的位置进行检测, 并与理论位置进行比较验证结果。

4 仿真分析

分析去直流后取模的检测性能。分别取在 CFO=5 时, $t_1:t_2 = 1:1$, $t_1:t_2 = 3:7$, $t_1:t_2 = n:m$ 的情况下进行仿真, 并仿真得到 CFO 的取值与检测位置的关系。

在载波频偏较小的情况下, 对频率所设的参数为: $f_1 = 300 \text{ Hz}$, $f_0 = 50 \text{ Hz}$, CFO=5 Hz, 即 $f_c = 5 \text{ Hz}$ 。分别在 $t_1:t_2 = 1:1$ 和 $t_1:t_2 = 3:7$ 的情况下,

对采样后的信号(取1000个)进行重新排序,从中随机选取1000种重新排序后的数据,对1000种排序方式都按照CUSUM算法流程进行计算,在理想情况下,变点的位置应该分别出现在501和301,因此检测出的变点位置应分别在501和301附近,即为载波频偏出现的位置。在这种情况下,去直流后取模的方法的变点检测位置与信噪比的曲线图如图3所示。

对仿真图3进行分析,发现用去直流后取模的方法进行检测,检测变点的位置基本在501和301处,且在对每个信噪比下的变点位置进行检测,得到的检测结果符合理论位置,说明使用累积和与引导样本的快速检测算法比较稳定,且去直流后取模的检测方法检测位置的变化与信噪比的关系不大。

再次改变参数,判断载波频偏大小与位置检测准确度之间的关系。在 $t_1 = t_2$ 的情况下,改变载波频偏即CFO的大小,其他条件与上述检测过程相同,并比较在信噪比为5 dB和10 dB的情况下位置检测效果,得到去直流后取模的方法的变点检测位置与载波频偏大小的关系曲线图如图4所示。

对得到的仿真结果图4进行分析发现,在载波频偏比较小的时候,去直流后取模的方案能检测出载波频偏的存在,但对载波频偏位置的检测效果比较差。随着载波频偏的逐步增大,去直流后取模检测能有效检测出载波频偏的位置。在载波频偏为1的时候,即CFO=1 Hz时,该检测方案已能有效检测出载波频偏出现的位置。

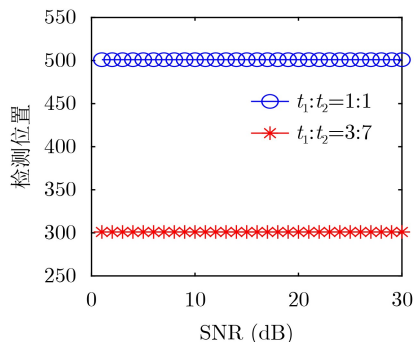


图3 CFO=5 Hz时,载波频偏位置检测图

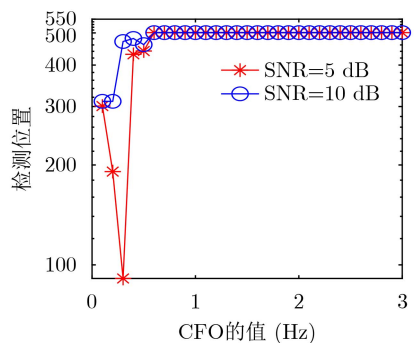


图4 CFO-检测位置曲线图

为进一步验证模检测的效果,在保持其他条件不变的情况下,对载波频偏存在的不同位置进行检测,并与理论结果进行比较。所得载波频偏位置检测在频偏存在不同位置下的理论值和仿真值的对比曲线图如图5所示。

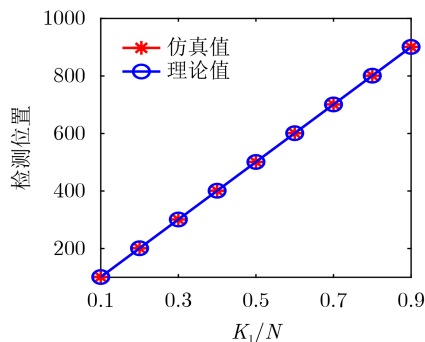


图5 载波频偏位置检测理论值与仿真值对比图

仿真中设置对处理后得到的信号乱排后的样本进行仿真,其中 K_1 为载波频偏存在时样本个数, N 为样本总数。由仿真结果图5可得,检测位置随着 K_1/N 值的增大而增大,且呈线性关系。检测出的载波频偏存在位置与理论分析结果基本一致。可以认为去直流后取模的方法可有效解决载波频偏存在位置检测问题。

5 结束语

本文提出一种不需要导频就能有效检测出载波频偏是否存在的方法。对在FSK调制标签的接收信号进行分析,提出一种频偏位置信号的方法,并通过仿真判断检测性能。结果表明,所提快速检测方法可以有效检测出载波频偏是否存在以及存在的位置。

参考文献

- [1] 张晓茜,徐勇军.面向零功耗物联网的反向散射通信综述[J].通信学报,2022,43(11):199-212. doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022199.
- ZHANG Xiaoxi and XU Yongjun. Survey on backscatter communication for zero-power IoT[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(11): 199-212. doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022199.
- [2] XING Chengwen, JING Yindi, WANG Shuai, et al. New viewpoint and algorithms for water-filling solutions in wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 1618-1634. doi: 10.1109/TSP.2020.2973488.
- [3] CAO Yinwen, YU Song, SHEN Jing, et al. Frequency estimation for optical coherent MPSK system without removing modulated data phase[J]. *IEEE Photonics*

- Technology Letters*, 2010, 22(10): 691–693. doi: [10.1109/LPT.2010.2044170](https://doi.org/10.1109/LPT.2010.2044170).
- [4] LEVEN A, KANEDA N, KOC U V, *et al.* Frequency estimation in intradyne reception[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(6): 366–368. doi: [10.1109/LPT.2007.891893](https://doi.org/10.1109/LPT.2007.891893).
- [5] FATADIN I and SAVORY S J. Compensation of frequency offset for 16-QAM optical coherent systems using QPSK partitioning[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(17): 1246–1248. doi: [10.1109/LPT.2011.2158994](https://doi.org/10.1109/LPT.2011.2158994).
- [6] HUANG Dezhaoh, CHENG T H, and YU Changyuan. Accurate two-stage frequency offset estimation for coherent optical systems[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(2): 179–182. doi: [10.1109/LPT.2012.2232288](https://doi.org/10.1109/LPT.2012.2232288).
- [7] YANG Tao, SHI Chen, CHEN Xue, *et al.* Hardware-efficient multi-format frequency offset estimation for M-QAM coherent optical receivers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2018, 30(18): 1605–1608. doi: [10.1109/LPT.2018.2863739](https://doi.org/10.1109/LPT.2018.2863739).
- [8] KIM J W, LEE Y S, JIN M Y, *et al.* Carrier frequency offset estimation for OFDM system with large oscillator phase noise[C]. 2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju Island, Korea, 2021: 368–370. doi: [10.1109/ICTC52510.2021.9621060](https://doi.org/10.1109/ICTC52510.2021.9621060).
- [9] ZHENG Shuai, CHEN Jian, KUO Yonghong, *et al.* Statistical histogram-based blind frequency offset estimation for MPSK and MQAM signal[C]. 2022 International Conference on Machine Learning and Knowledge Engineering (MLKE), Guilin, China, 2022: 125–129. doi: [10.1109/MLKE55170.2022.00030](https://doi.org/10.1109/MLKE55170.2022.00030).
- [10] JAYAPRAKASH A and REDDY G R. Covariance-fitting-based blind carrier frequency offset estimation method for OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(12): 10101–10105. doi: [10.1109/TVT.2016.2542181](https://doi.org/10.1109/TVT.2016.2542181).
- [11] PAGE E S. A test for a change in a parameter occurring at an unknown point[J]. *Biometrika*, 1955, 42(3/4): 523–527. doi: [10.2307/2333401](https://doi.org/10.2307/2333401).
- [12] KESHAVARZ H, SCOTT C, and NGUYEN X. Optimal change point detection in Gaussian processes[J]. *Journal of Statistical Planning and Inference*, 2018, 193: 151–178. doi: [10.1016/j.jspi.2017.09.003](https://doi.org/10.1016/j.jspi.2017.09.003).
- [13] KO S I M, CHONG T T L, and GHOSH P. Dirichlet process hidden Markov multiple change-point model[J]. *Bayesian Analysis*, 2015, 10(2): 275–296. doi: [10.1214/14-BA910](https://doi.org/10.1214/14-BA910).
- [14] KOKOSZKA P and LEIPUS R. Change-point in the mean of dependent observations[J]. *Statistics & Probability Letters*, 1998, 40(4): 385–393. doi: [10.1016/S0167-7152\(98\)00145-X](https://doi.org/10.1016/S0167-7152(98)00145-X).
- [15] NA O, LEE Y, and LEE S. Monitoring parameter change in time series models[J]. *Statistical Methods & Applications*, 2011, 20(2): 171–199. doi: [10.1007/s10260-011-0162-3](https://doi.org/10.1007/s10260-011-0162-3).
- [16] LING Jin, LI Xiaoqin, YANG Wenzhi, *et al.* The CUSUM statistic of change point under NA sequences[J]. *Applied Mathematics-A Journal of Chinese Universities*, 2021, 36(4): 512–520. doi: [10.1007/s11766-021-4015-z](https://doi.org/10.1007/s11766-021-4015-z).
- [17] YU Yuncai and CHEN Zhicheng. Strong convergence rates of multiple change-point estimator for ρ -mixing sequence[J]. *Communications in Statistics - Theory and Methods*, 2023, 52(13): 4605–4621. doi: [10.1080/03610926.2021.1998532](https://doi.org/10.1080/03610926.2021.1998532).
- [18] KIM K, PARK J H, LEE M, *et al.* Unsupervised change point detection and trend prediction for financial time-series using a new CUSUM-based approach[J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 34690–34705. doi: [10.1109/ACCESS.2022.3162399](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3162399).
- 王公仆: 男, 教授、博士生导师, 研究方向为无线信号处理与移动互联网。
- 许亚婷: 女, 硕士生, 研究方向为移动与互连网络。
- 许荣涛: 男, 副教授, 研究方向为5G/6G物理层关键技术。
- 陈霞: 女, 副教授, 研究方向为通信信号处理。
- 艾渤: 男, 教授, 研究方向为无线通信。

责任编辑: 马秀强