

## GNSS 多径信道模拟的聚类稀疏拟合方案\*

周 顺<sup>1,2</sup>, 欧 钢<sup>1</sup>, 唐小妹<sup>1</sup>

(1. 国防科技大学 电子科学学院, 湖南 长沙 410073; 2. 国防科技大学 第六十三研究所, 江苏 南京 210007)

**摘要:**针对全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)信道模拟计算量大、硬件资源开销大,不利于实时性能评估和实际工程应用的挑战,提出一种 GNSS 多径信道模拟的聚类稀疏拟合方案。利用基于 K 中心聚类信道冲击响应(channel impulse response, CIR)参数萃取的稀疏拟合方法,得到等效精简 CIR 参数,再以稀疏抽头延迟线结构来实现信道模拟。所提方法在保持多径误差条件下,通过较少抽头数量的抽头延迟线结构滤波器拟合原始 GNSS 多径信道模型,可以大为简化 GNSS 信道模型仿真复杂度,而无须庞大的硬件资源。仿真结果表明,通过对参考信道模型生成的信道 CIR 参数进行稀疏拟合,所提出的方案和方法具有良好的效果。

**关键词:**卫星导航;多径;信道模拟;K 中心聚类;抽头延迟线

**中图分类号:**TN967.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2023)05-087-08

## Clustering sparse fitting scheme for GNSS multipath channel simulation

ZHOU Shun<sup>1,2</sup>, OU Gang<sup>1</sup>, TANG Xiaomei<sup>1</sup>

(1. College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;  
2. The Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** A GNSS multipath channel sparse fitting scheme based on K-medoids clustering was proposed to tackle the problem of a large amount of simulation computation and hardware resource overhead for GNSS channels, which is inconvenient for real-time performance evaluation and practical engineering applications. The equivalent reduced CIR (channel impulse response) parameters were extracted using a sparse fitting method based on K-medoids clustering CIR parameters extraction, and the channel simulation was realized using a sparse tapped-delay-line structure. The proposed method sparsely fits the original GNSS multipath channel model under the constraint of retaining multipath error by employing tapped-delay-line structure filter with fewer taps, which can decrease the complexity of simulation without requiring huge hardware resources. Simulation results show that the proposed scheme is effective by sparse fitting the CIR parameters generated by the reference channel model.

**Keywords:** satellite navigation; multipath; channel emulation; K-medoids clustering; tapped-delay-line

在非理想环境下,多径信号仍然是全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)应用中最主要的精度降级源之一<sup>[1]</sup>。因此,如何在多径环境中提高定位性能成为一项具有挑战性的课题。研究多径环境对 GNSS 性能的影响,可以利用信道模拟器模拟各种多径信道和信号组合。同时,无线系统信号级仿真需要模拟电磁波及传播环境之间的相互作用,计算负担的平衡是无线仿真系统最大的挑战。

文献[2]介绍了全球最大的基于射频信道模拟器的频谱协作挑战赛测试平台,该平台采用稀

疏有限长冲击响应(finite impulse response, FIR)滤波器近似地模拟多径信道,目的在于降低大规模信道模拟的硬件资源消耗。但是,其公开的文献内容并未涉及设计稀疏滤波器抽头的方法。同样,在 GNSS 星座信道模拟器研究中,卫星导航信道冲击响应(channel impulse response, CIR)多径参数数量众多,难以实时仿真计算。因此,需要研究减少 CIR 参数的优化方法以降低计算负担,同时尽可能地保持信道模型对导航接收机的影响<sup>[3-4]</sup>。

本文针对卫星导航系统测试与评估中大规模

\* 收稿日期:2022-02-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(U20A0193);国家部委基金资助项目(2019-JCJQ-JJ-190)

作者简介:周顺(1983—),男,湖南长沙人,助理研究员,博士,E-mail:zhoushun17@nudt.edu.cn;

欧钢(通信作者),男,湖南长沙人,教授,博士,博士生导师,E-mail:ouganges@139.com

信道模拟实时计算复杂度高的问题,提出一种 GNSS 多径信道模拟的聚类稀疏拟合方案。从整体结构角度,提出 GNSS 星座信道的稀疏抽头延迟线(tapped-delay-line, TDL)结构模拟框架;在方法上,提出了基于 K 中心聚类 CIR 参数萃取的信道稀疏拟合方法,提取等效精简 CIR 参数,再利用稀疏 TDL 结构实现等效精简 CIR 参数模拟,使信道模拟的复杂度不依赖于传播路径数目。该方案采用 TDL 结构 FIR 滤波器稀疏拟合原始 GNSS 多径信道模型,简化了 GNSS 信道模拟的复杂度,同时保持了原始模型的大部分精度。这对于 GNSS 系统设计优化,提供能够实时计算的 GNSS 算法测试评估环境具有重要意义。

### 1 问题描述与方案框架

GNSS 信道模拟系统的核心部分是采用 TDL 结构的 FIR 滤波器<sup>[5-6]</sup>,每个滤波器的抽头代表一个多径信号拷贝,通常使用系统采样速率的倒数  $T_s$  作为抽头延迟间隔,以使信道模型仿真与接收机信号处理能够以相同的更新速率连接。TDL 结构是实现多径信道模型的关键硬件结构,它占用了大量实时硬件资源,因此需要优化它的实现方式。

图 1 为密集的  $N$  抽头 FIR 滤波器结构图,它具有密集复系数抽头,抽头之间是一个单位延迟单元,每个抽头对应一个复数乘累加。当需要模拟的多径数目较多时,所耗硬件资源非常庞大,特别是对于 GNSS 星座的信道模拟,将很快耗尽有限的硬件乘法器和加法器资源。文献[2]提出用 4 个抽头 FIR 滤波器代替具有密集单位延迟抽头的 FIR 滤波器结构。由于在 FIR 滤波器中对乘法器、加法器进行裁剪,大大减少了硬件资源的消耗。然而,该文献并未公开剪裁方法及效果。

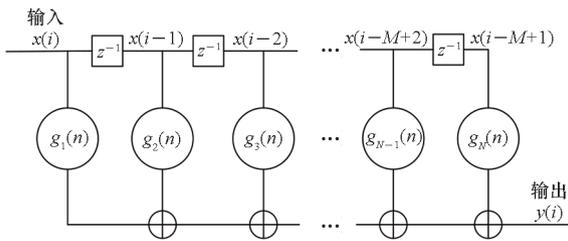


图 1 密集的  $N$  抽头 FIR 滤波器结构  
Fig. 1 Structure of dense  $N$  taps FIR filter

如图 2 所示,本文提出 GNSS 星座信道的稀疏 TDL 结构模拟框架,其中使用稀疏 FIR 滤波器作为 GNSS 星座信道模拟的核心模拟单元,将一组稀疏 FIR 滤波器和加法器组合在一起。进一步

地,除了采用以上稀疏 FIR 滤波器结构以减少硬件乘法器的使用,还提出稀疏拟合 CIR 参数的方法,方法在第 2 节详细描述。

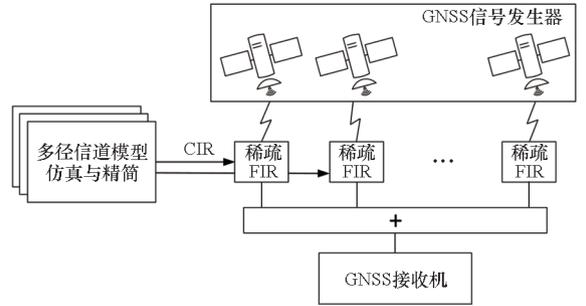


图 2 GNSS 星座信道的稀疏 TDL 结构模拟框架  
Fig. 2 Framework of sparse TDL structure emulation for GNSS satellite constellation channel

### 2 稀疏拟合方法

本文进一步提出了基于 K 中心聚类 CIR 参数萃取的稀疏拟合方法,得到了用于稀疏拟合 CIR 参数的等效精简参数。稀疏拟合方法框图如图 3 所示,包括四个主要部分:信道重采样、K 中心多径聚类分析、最邻近多径分量聚合和稀疏 FIR 滤波。其中 K 中心多径聚类分析与最邻近多径分量聚合又合称为 K 中心聚类 CIR 参数萃取。信道模拟的过程中,采用 GNSS 信号发生器产生标准测试激励信号,GNSS 接收机作为被测试对象。图中所示的 GNSS 参考信道模型是用来根据仿真条件计算产生 CIR 参数的。

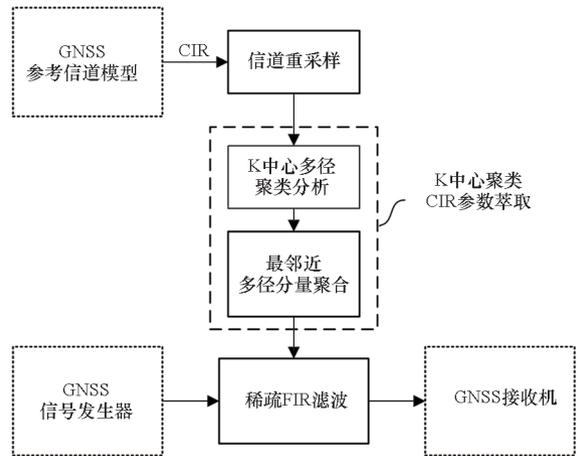


图 3 稀疏拟合方法框图  
Fig. 3 Diagram of the sparse fitting method

该方法采用信道重采样、K 中心多径聚类分析、最邻近多径分量聚合等步骤萃取等效精简 CIR 参数,作为稀疏 FIR 滤波器的抽头系数。它的技术效果是拟合原始 GNSS 信道模型中的多径

效应,保持 GNSS 接收机引入的多径误差不变,从而通过稀疏 FIR 滤波器模拟导航信号的多径效应。

## 2.1 信道重采样

通常,由 GNSS 参考信道模型生成 CIR 参数作为 TDL 结构 FIR 滤波器的抽头系数,存在抽头之间的差分延迟不是仿真采样时间倍数的问题<sup>[7]</sup>。为了克服这个问题,通过信道重采样将连续时间时延域上 CIR 参数转换为均匀采样的离散时间形式<sup>[4]</sup>。离散多径信道冲击响应函数  $h_d(t, \tau)$  可表示为

$$h_d(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \exp(-j\varphi_i(t)) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (1)$$

其中,  $N$  为离散多径的数量,  $a_i(t)$ 、 $\varphi_i(t)$  和  $\tau_i(t)$  分别为第  $i$  路多径的幅度、相位和延迟。FIR 滤波器的抽头系数取值为复加权系数

$$A_i(t) = a_i(t) \exp(-j\varphi_i(t)) \quad (2)$$

延迟  $\tau_i(t)$  与滤波器抽头延迟间隔无法对应。因此,需要将  $h_d(t, \tau)$  与 sinc 函数卷积,即

$$h_c(t, \tau) = h_d(t, \tau) * \text{sinc}(\pi B\tau) \quad (3)$$

通过这个信道重采样步骤,  $h_d(t, \tau)$  变换为以  $B$  为采样率的 CIR 函数  $h_c(t, \tau)$ 。提取  $h_c(t, \tau)$  的 CIR 参数,包括复加权系数和对应的时延作为重采样后的 CIR 参数输出到后续处理步骤。

## 2.2 基于 K 中心聚类的 CIR 参数萃取

无监督学习通过对无标记的数据样本进行学习,揭示数据样本的内在特征,聚类分析被认为是一种最重要的无监督学习任务<sup>[8]</sup>。一种常用的聚类算法是 K 均值(K-means)算法,在文献<sup>[9]</sup>中,作者已经提出了采用 K 均值聚类算法简化 CIR 参数。作为一种改进,本文选择 K 中心聚类算法,它是一种针对 K 均值聚类算法的改进,作为聚类分析的候选算法。主要是基于以下考虑:

1) K 均值算法对异常值非常敏感,具有极大值的对象可能会严重扭曲数据分布。

2) K 中心聚类算法采用数据集的实际样本作为簇中心,而不是像 K 均值算法一般使用簇中对象的均值<sup>[10]</sup>,从而降低了算法对噪声和孤立点的敏感性。

3) 在正态分布和均匀分布的情况下, K 中心聚类算法所花费的平均时间小于 K 均值算法所花费的时间<sup>[11]</sup>。

本文在对 CIR 参数实施 K 中心聚类分析的基础上,进行最邻近多径分量聚合,使卫星导航多

径信道等效精简。下面对 K 中心聚类分析算法的具体细节进行介绍。

首先将重采样后的 CIR 参数视为一个数据集  $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ , 其中有  $N$  个 CIR 参数样本,每个样本由两个属性的特征向量组成。两个属性分别为复加权系数  $\mathbf{g}$  和多径分量时延  $\boldsymbol{\tau}$ , 可表示为  $2 \times N$  的矩阵形式

$$\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_N] = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & \dots & g_N \\ \tau_1 & \tau_2 & \dots & \tau_N \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中:  $g_1, g_2, \dots, g_N$  为抽头增益;  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$  为时延。K 中心聚类是通过选择数据集  $\mathbf{X}$  的  $M$  个对象作为中心 (medoids), 并将  $\mathbf{X}$  剩余的未被选择成员分配给其最近的中心来生成的。具体来说,若采用 K 中心聚类方法将数据集  $\mathbf{X}$  划分为一组簇  $C = \{C_1, C_2, \dots, C_M\}$ ,  $C$  满足以下三条属性<sup>[12-13]</sup>:

- 1)  $C_i \neq \emptyset, i = 1, \dots, M;$
- 2)  $\cup_{i=1}^M C_i = \mathbf{X};$
- 3)  $C_i \cap C_j = \emptyset, i \neq j, 1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq M.$

此外,簇应当反映数据的结构,即同一簇中的对象彼此相似,不同簇中的对象彼此不同。为了解决聚类问题,需要一种定量的方法来区分相似和不同的对象。一个常用的定量准则是簇内变分和  $S$  来表示

$$S = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1, x_i \in C_j}^M d(x_i, m_j) \quad (5)$$

其中,  $m_j \in \mathbf{X}$  代表第  $j$  簇的中心点,  $d(x_i, m_j)$  是第  $i$  个对象  $x_i$  和第  $j$  个簇中心  $m_j$  之间的相异性度量。本研究中,采用欧几里得距离作为相异性度量,对象  $i$  和对象  $j$  之间的欧几里得距离由式(6)给出。

$$d_{ij} = \sqrt{\sum_{a=1}^p (x_{ia} - x_{ja})^2} \quad i, j = 1, 2, \dots, N \quad (6)$$

通过 K 中心聚类算法对数据集分簇,划分出子集,子集的中心称为中心点,聚类分析的作用是提取各个簇中心对应的多径时延。该算法使用簇中的真实样本,而不是如 K 均值算法那样使用均值作为簇中心,从而降低了算法对噪声和异常值的敏感性。

值得注意的是,虽然文献<sup>[4]</sup>已经提出了采用 K 均值聚类算法进行多径聚合,并且认为 K 均值聚类算法具有最优的性能,但忽略了 K 均值聚类得到的聚类中心不在采样时刻,因而无法直接应用于 TDL 结构信道模拟。因此,为了能够在信

道模拟中使用 K 均值聚类,本文首先处理了聚类中心集合,然后将聚类中心移动到最近的实际采样时刻,从而与 TDL 结构的信道模拟机制相匹配。采用本文提出的 K 中心聚类算法是以实际样本作为簇中心,因此无须附加额外的搬移步骤。

需要说明的是,K 中心聚类可能在一些场景下与真实信道的聚类结构不匹配,而且聚类算法中的随机处理等原因也会给算法的稳定收敛带来影响,导致不能很好反映多径信道的原始形态。为了减少这些问题的发生,可以通过集成多个聚类学习器等方法<sup>[9]</sup>来尝试解决。

### 2.3 稀疏 FIR 滤波

信道模拟器本质为复数 FIR 滤波器,采用抽头延迟线结构,由复系数表示滤波器的单个抽头。本文采用稀疏抽头数字 FIR 滤波器模拟 GNSS 多径信道,对送入该滤波器的输入信号进行稀疏抽头数字 FIR 滤波,由于未采用完全填充的 FIR 滤波器,大多数抽头上的乘法器和加法器都不需要配置,因此硬件资源成本大大降低。

图 4 为稀疏抽头数字 FIR 滤波器的结构示意图。稀疏抽头数字 FIR 滤波器包括一组横向排列的移位寄存器延迟单元、一组加权系数单元和一组对应的加法器。输入信号  $x(i)$  在每个延迟单元中延时,延迟单元具有相同单位延迟时间。与均匀间隔数字 FIR 滤波相区别的是,各个加权系数之间的延时不再是均匀间隔的单位延迟,各延时的信号在加权系数单元中用所对应的加权系数进行加权。也可以说,加权系数是多径信道的稀疏拟合值<sup>[14]</sup>,本文中就叫作稀疏抽头 FIR 滤波器的抽头系数。通常加权系数是短时平稳的,与信号的变化速度相比,加权系数的变化是比较缓慢的。延时并加权之后的信号在一组加法器中逐级相加,这样的好处是可将加法计算时间分摊到分散的时延内,最后得到输出信号  $y(i)$ 。

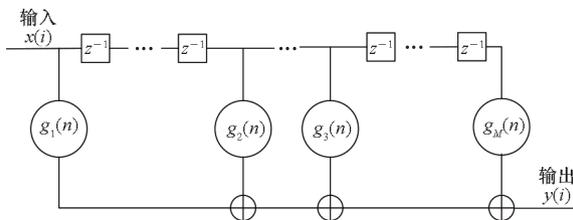


图 4 稀疏抽头 FIR 滤波器示意图

Fig. 4 Sparse taps FIR filter

将图 4 和图 1 所示滤波器结构特征进行比较,可以看出这里描述的信道模拟滤波器是一种稀疏抽头 FIR 滤波器。与参考信道模拟滤波器相比,其

模拟 GNSS 多径信道实时计算复杂度大大简化。

## 3 性能评估

### 3.1 评估准则

由于多径导致信号自相关函数失真,延迟锁相环 S 曲线的过零点被偏移,并且该偏移与接收机伪距误差直接相关。因此,本文所用的评估准则着重于鉴别器开环误差评估方法,将针对每个 CIR 样本独立考虑鉴别器误差。采用前后功率差 (early minus late power, EMLP) 鉴别器。EMLP 鉴别器表达式为

$$D(\tau) = \left| R_{s, H * s} \left( \tau - \frac{C_s}{2} \right) \right|^2 - \left| R_{s, H * s} \left( \tau + \frac{C_s}{2} \right) \right|^2 \quad (7)$$

式中,符号  $R_{s, H * s}$  表示经过信道加权的输入信号与本地复现信号的复相关函数,  $C_s$  是相关器间隔,  $D(\tau)$  构成了 S 曲线。如果只有直射信号到达接收机,则方程  $D(\tau) = 0$  的解为  $\tau = 0$ 。当多径信号叠加到直射信号上,使接收机自相关函数失真时,同样意味着 S 曲线失真,方程  $D(\tau) = 0$  的解会偏离 0。鉴别器误差  $E_d$  由式(8)给出

$$E_d = c \times \tau' \quad (8)$$

式中,  $c$  为光速,  $\tau'$  为方程  $D(\tau) = 0$  的解。

在仿真结果中,利用鉴别器开环误差来评估本文所提算法的性能。选择这种方法是因为:鉴别器误差量化了多径信道对 GNSS 伪距误差的影响;此外,开环特性允许独立于任何环路效应来研究多路径的影响。由简化后的 CIR 快照引起的鉴别器误差相对于原始 CIR 快照的偏差(以下简称“鉴别器误差偏差”),可以量化使用本文方法模拟多径信道时对于卫星导航接收机的影响。

### 3.2 仿真设置

下面介绍评估多径信道稀疏拟合效果的仿真设置。仿真评估框图如图 5 所示,信道模型产生一组 CIR 参数数据集,对应于仿真时间长度,在仿真运行过程中读取数据集,每个仿真快拍的 CIR 参数需要经过信道重采样,然后用 K 中心聚类 CIR 参数萃取进行精简。GNSS 信号发生单元产生基带仿真信号和 CIR 参数进行卷积运算,然后输出给多径误差评估单元。

本文所用的信道模型是基于最新版本 ITU-R P. 681 - 11 建议书<sup>[15]</sup>中的混合传播条件下物理统计宽带模型,该模型从 2002 年开始开展信道测量活动,到 2009 年被纳入 ITU 建议书中,旨在逼真和精确建模 GNSS 应用中的多径传播效应。

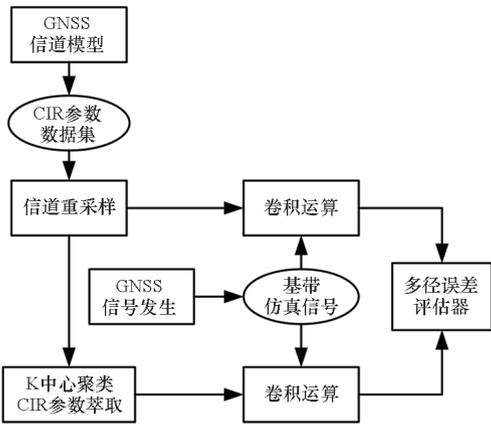


图 5 仿真评估框图

Fig. 5 Diagram of simulation evaluation

图 6 展示了物理统计宽带模型概念。文献[16]中提供了有关该信道模型的详细信息。

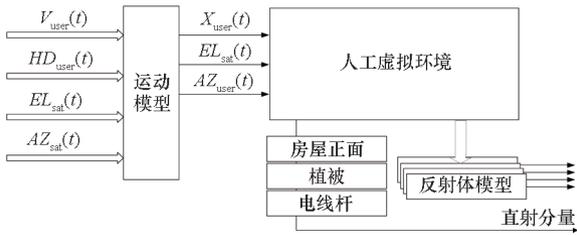


图 6 物理统计宽带模型概念框图

Fig. 6 Structure of the physical-statistical wideband model

设置信道模型为城市中的车辆运动场景,所定义的场景针对 1 575. 42 MHz 频点生成。设仿真采样率为 100 MHz,信道的最大延迟约为 250 ns,信道参数每 10 ms 更新一次,人工虚拟环境中的车辆运动速度设为 10 m/s。

### 3.3 仿真结果

#### 3.3.1 单次 CIR 快照结果

由仿真设置中所介绍的信道模型产生的单次 CIR 快照如图 7 所示,图中的红色圆圈标示出了原始信道的 CIR,图中“\*”标记的是信道重采样后的 CIR,在最大时延处得到 24 个 TDL 等效抽头,对应 24 个抽头的复系数 FIR 滤波器。单次 CIR 快照涉及的仿真将在此基础上展开优化。

从图 7 中可以看到,重采样得到的 CIR 中有 24 个抽头,每个抽头的幅度(相对于视距(line of sight, LOS)分量的比值)在图中显示,如若将 CIR 的抽头数量从 24 个降低到 9 个,可以减少 62. 5%的抽头数目。如果采用前述的稀疏 FIR 滤波器来模拟信道,可以节约大量的硬件乘法器和加法器资源。

使用基于 K 均值聚类的方法与本文所提出

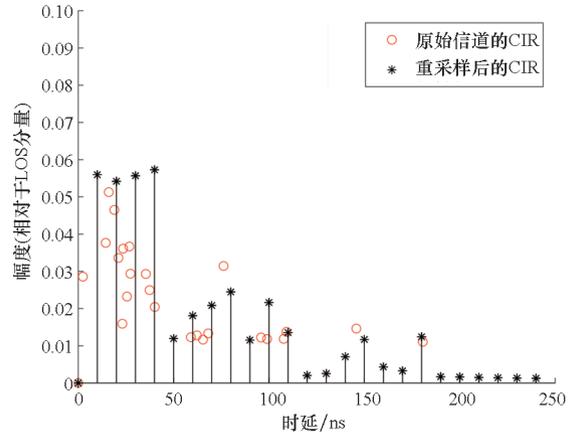
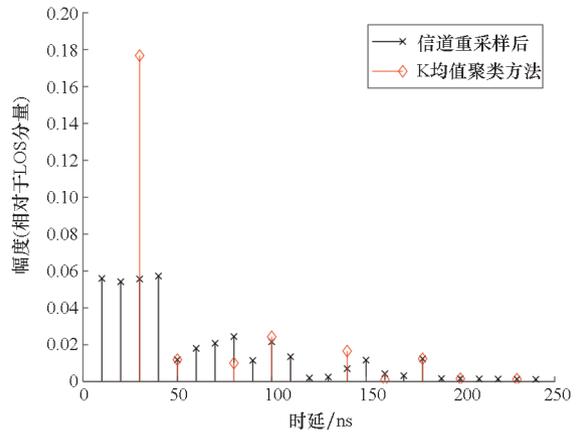


图 7 原始信道模型 CIR 与信道重采样 CIR

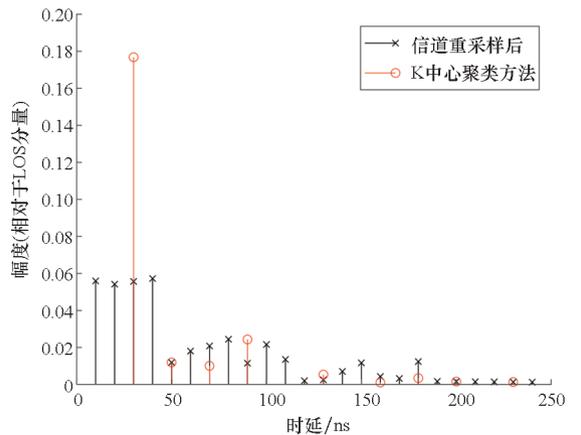
Fig. 7 CIR snapshot of original channel model and re-sampled channel

的基于 K 中心聚类算法的方法,分别来简化这 24 个抽头的 CIR。如图 8 所示,分别将 K 均值聚类和 K 中心聚类两种方法得到的 CIR 与信道重采



(a) K 均值聚类

(a) K-means clustering



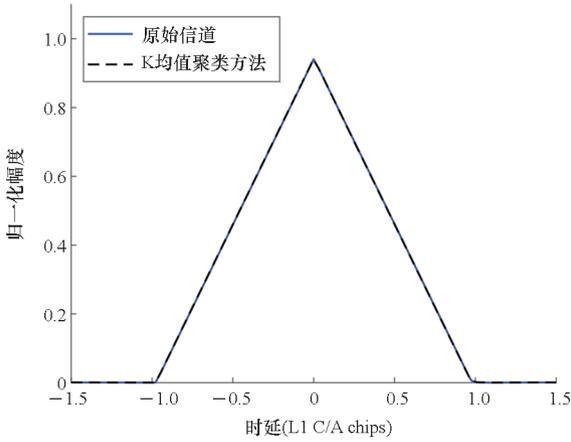
(b) K 中心聚类

(b) K-medoids clustering

图 8 两种聚类方法得到的 CIR 与信道重采样后 CIR 的比较

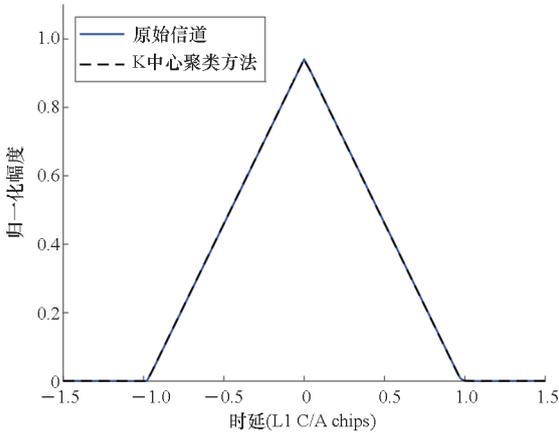
Fig. 8 Comparison of CIR given by two clustering methods and re-sampled channel

样后的 CIR 进行比较,发现两种算法的精简效果基本一致。另外,如图 9 所示,采用 L1 C/A 码,将两种方法得到的信道自相关函数 (autocorrelation function, ACF) 与原始信道 ACF 进行比较,图中横坐标的时延已归约到 L1 C/A 码的码片长度。由图可以看出,两种方法简化得到的 ACF 同原始信道 ACF 的区别很小。



(a) K 均值聚类

(a) K-means clustering



(b) K 中心聚类

(b) K-medoids clustering

图 9 两种聚类方法得到的 ACF 与原始信道 ACF 比较

Fig. 9 Comparison of ACF given by two clustering methods and original channel

### 3.3.2 小型 CIR 快照数据集结果

由仿真设置中所介绍的信道模型产生 1 500 组 CIR 快照,其功率延迟剖面概率密度如图 10 所示,将这 1 500 组数据称为小型 CIR 快照数据集。以下仿真首先分析小型 CIR 快照数据集的不同期望抽头下的均方根性能,然后借助箱线图工具分析结果的统计性能。

首先,比较了在设置 4 至 20 个期望抽头数的目标下的鉴别器误差偏差。取鉴别器误差偏差的

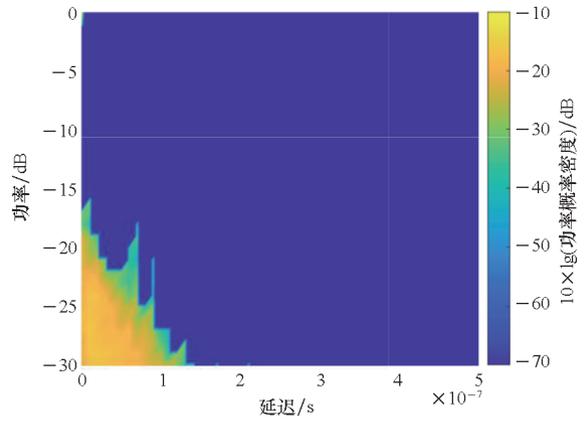


图 10 小型 CIR 快照数据集的功率延迟剖面概率密度图  
Fig. 10 Probability density for power delay profile of the small CIR snapshots dataset

均方根值,得到如图 11 所示的期望抽头数与鉴别器误差偏差均方根值的关系曲线。观察到采用 K 中心聚类对应的曲线,设置抽头数减少到 4 个时,偏差均方根值约为 0.77 m;期望目标变为 20 个抽头时,偏差均方根值约为 0.13 m。由此可见,随着抽头数量的增加,稀疏拟合信道逼近原始信道的程度也在不断提升。同时,比较图 11 中两条曲线,显示本文提出的方法性能逼近传统的 K 均值聚类方法,而且在抽头数大于 9 个时,所提方法的均方根值逐渐小于 K 均值聚类方法。注意到,在抽头数为 8 个时,鉴别器误差偏差的均方根值小于 0.5 m,此时已经比大部分 GNSS 用码伪距定位的精度小了一个数量级,因此建议将稀疏拟合的抽头数目标定为 8 个。

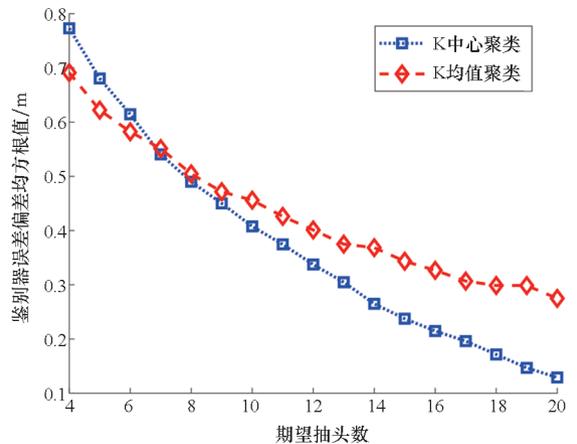


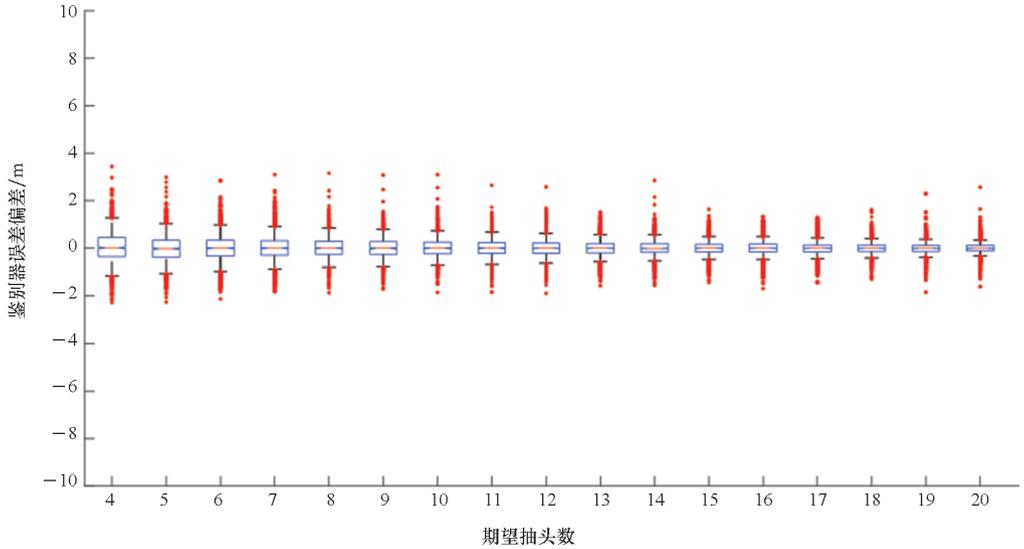
图 11 期望抽头数与鉴别器误差偏差均方根值的关系  
Fig. 11 Relation of desired taps and root mean square values of deviation from discriminator errors

然后,如图 12 所示,给出了具有不同期望抽头数的鉴别器误差偏差箱线图,比较在设置 4 ~ 20 个期望抽头数的目标下两种方法的统计性能。

图 12 中箱子的上、下四分位数和中值处有一条线段,箱子末端延伸出去的线称为须,须线会延伸到不是离群值的最远端数据点,离群值以红色圆点符号单独绘制。结果显示,不论是 K 均值聚类还是 K 中心聚类,随着抽头数量的增加,稀疏拟合的效果都越来越好。将图 12 (a)、(b)的结果比较,可见本文提出的 K 中心聚类方法统计意义上的性能在抽头数大于 9 之后开始优于传统的 K

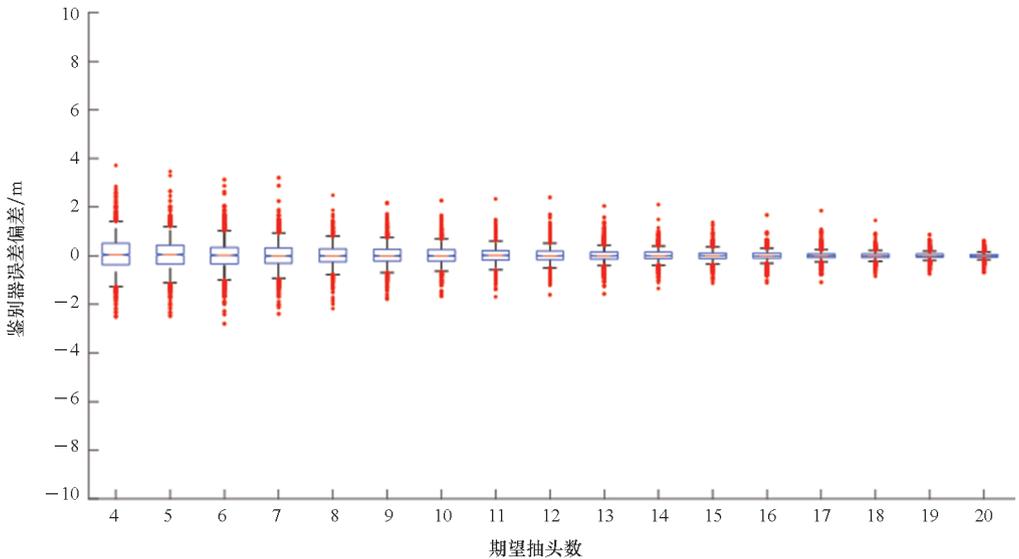
均值聚类方法。

值得一提的是,观察箱线图的离群值,发现有部分数据点偏差比较大。分析其原因:在时变运动场景下可能会存在聚类结构偏差,不能很好地匹配信道 CIR 快照数据形态,单一类型的聚类算法可能难以稳定有效地聚类分析所有的 CIR 数据形态。这也是后续值得深入研究的问题。



(a) K 均值聚类

(a) K-means clustering



(b) K 中心聚类

(b) K-medoids clustering

图 12 具有不同期望抽头数的鉴别器误差偏差箱线图

Fig. 12 Boxplot for deviation of discriminator errors with different numbers of desired taps

## 4 结论

卫星导航信道模型的电磁场形式传播模型通常是极其烦琐和难以模拟的。信道的冲击响应和

传递函数比较清晰,但是还需要简化以便工程应用。如何把复杂信道模型简化成无失真伪距误差、计算代价低的信道模型是信道建模与仿真的重要组成部分。本文采用稀疏抽头滤波器结构对

模拟信道进行仿真,使仿真复杂度不受传播路径数目的影响,克服了复杂度较高的计算困难;提出了 GNSS 多径信道模拟的聚类稀疏拟合方案,其中包括 GNSS 星座信道的稀疏 TDL 结构模拟框架,采用较少抽头数目的 TDL 结构 FIR 滤波器稀疏拟合原始 GNSS 多径信道模型,简化了 GNSS 信道仿真的复杂度,同时保持了大部分模型的精确度;提出了基于 K 中心聚类 CIR 参数萃取的信道稀疏拟合方法,得到了等效精简参数。上述研究结果为大规模低复杂度实时 GNSS 信道模拟提供了技术基础。

## 参考文献 (References)

- [1] 周顺,林红磊,王茂磊,等. 卫星导航信道模型综述[J]. 电波科学学报, 2020, 35(4): 504-514.  
ZHOU S, LIN H L, WANG M L, et al. A survey of satellite navigation channel models [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2020, 35(4): 504-514. (in Chinese)
- [2] CHAUDHARI A, SQUIRES D, TILGHMAN P. Colosseum; a battleground for AI let loose on the RF spectrum [J]. Microwave Journal, 2018, 61(9): 22-36.
- [3] RIBAUD F, AIT-IGHIL M, ROUGERIE S, et al. Reduction of the multipath channel impulse response for GNSS applications [C]//Proceedings of 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016.
- [4] RIBAUD F. Analysis of multipath channel reduction models for the testing of realistic GNSS receivers [D]. Toulouse: Institut National Polytechnique de Toulouse, 2016.
- [5] International Telecommunication Union. Model parameters for the physical-statistical wideband models in recommendation ITU-R P. 681 [R/OL]. [2022-01-20]. <https://www.itu.int/pub/R-REP-P.2145/zh>.
- [6] International Telecommunication Union. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-advanced [R/OL]. [2022-01-20]. <https://www.itu.int/pub/R-REP-M.2135/zh>.
- [7] SILVA J C, SOUTO N, RODRIGUES A, et al. Conversion of reference tapped delay line channel models to discrete time channel models [C]//Proceedings of 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference, 2003.
- [8] 周志华. 机器学习[M]. 北京: 清华大学出版社, 2016: 197-219.  
ZHOU Z H. Machine learning [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2016: 197-219. (in Chinese)
- [9] RIBAUD F, AIT-IGHIL M, ROUGERIE S, et al. Reduced multipath channel modelling preserving representative GNSS receiver testing [C]// Proceedings of the 29th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2016.
- [10] PARK H S, JUN C H. A simple and fast algorithm for K-medoids clustering [J]. Expert Systems with Applications, 2009, 36(2): 3336-3341.
- [11] VELMURUGAN T, SANTHANAN T. Computational complexity between K-means and K-medoids clustering algorithms for normal and uniform distributions of data points [J]. Journal of Computer Science, 2010, 6(3): 363-368.
- [12] SHENG W G, LIU X H. A genetic k-medoids clustering algorithm [J]. Journal of Heuristics, 2006, 12(6): 447-466.
- [13] ZHANG S C, WANG Y H, ZHANG Y W, et al. Riemannian distance-based fast K-medoids clustering algorithm for cooperative spectrum sensing [J]. IEEE Systems Journal, 2022, 16(1): 880-890.
- [14] GHIAASI G, BLAZEK T, ASHURY M, et al. Real-time emulation of nonstationary channels in safety-relevant vehicular scenarios [J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2018, 2018: 1-11.
- [15] International Telecommunication Union. Propagation data required for the design systems in the land mobile-satellite service [S/OL]. (2019-08-25) [2022-01-20]. <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.681-11-201908-I/en>.
- [16] LEHNER A, STEINGASS A. A novel channel model for land mobile satellite navigation [C]//Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2005), 2005.