DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.220720002

引用格式:赵光耀,陈潇,袁洪,等. 一种基于伪卫星跳时信号的联合捕获算法[J]. 电讯技术,2023,63(12):1944-1950. [ZHAO G Y, CHEN X, YUAN H, et al. A joint acquisition method based on TH/DS-CDMA signals of pseudolites[J]. Telecommunication Engineering,2023,63(12): 1944-1950.]

一种基于伪卫星跳时信号的联合捕获算法*

赵光耀^{1,2},陈 潇^{1,2},袁 洪¹,罗瑞丹¹,赵宏宇³

(1.中国科学院空天信息创新研究院,北京 100094;2.中国科学院大学 电子电气与通信工程学院,北京 100049;3.航天系统部后勤部采购服务站,北京 100193)

摘 要:地基伪卫星系统为克服远近效应影响,通常采用跳时(Time Hopping/Direct Sequence-Code Division Multiple Access,TH/DS-CDMA)信号进行伪距测量与定位,导致接收终端必须增加系统跳时序列相位估计的设计,降低捕获效能的同时也引入了接收终端的捕获复杂度。针对以上问题,提出了一种基于伪卫星跳时信号的联合捕获算法,利用跳时信号的时域正交特性与时隙分配特点,将多基站单脉冲信号捕获结果映射为使能时隙序列,通过循环截断相关完成跳时参数估计,有效缩短了跳时参数估计时间。仿真结果表明,该方法能够正确完成捕获阶段的参数估计,4个伪卫星的联合捕获耗时相较传统方法减少63.32%,为伪卫星跳时信号的快速捕获提供了有效方法。 关键词:全球卫星导航系统(GNSS);地基伪卫星;跳时信号;信号捕获;跳时参数估计

开放科学(资源服务)标识码(OSID);



中图分类号:TN967.1 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2023)12-1944-07

A Joint Acquisition Method Based on TH/DS-CDMA Signals of Pseudolites

ZHAO Guangyao^{1,2}, CHEN Xiao^{1,2}, YUAN Hong¹, LUO Ruidan¹, ZHAO Hongyu³

(1. Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China; 2. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100040, China 2, Logistics Department of Space Systems Division, Beijing 100103, China)

Sciences, Beijing 100049, China; 3. Logistics Department of Space Systems Division, Beijing 100193, China)

Abstract: Ground-based pseudolites systems usually use time hopping/direct sequence-code division multiple access (TH/DS-CDMA) signals for pseudo-range measurement and positioning in order to overcome near-far effect, which leads to the design of the receiving terminal must increase the phase acquisition of system TH sequences, reducing the capture efficiency and introducing the capture complexity of the receiving terminal. To address above problems, the authors propose a joint acquisition algorithm based on the pseudolites TH signals. Using the time-domain orthogonal characteristics of the TH signal and time slot allocation characteristics, the acquisition results of multi-station single-pulse signals are mapped to enable time slot sequences, and the acquisition of TH parameters is completed by circular truncation correlation, which effectively reduces the TH parameter estimation time. The simulation test results show that the method can correctly complete the parameter estimation in the acquisition phase, and the acquisition time of four pseudo-satellites combined is reduced by 63. 32% compared with the traditional method. It provides an effective method for fast acquiring of pseudo-satellite TH signals.

Key words: global navigation satellite system (GNSS); ground-based pseudolites; TH/DS-CDMA signal; signal acquisition; TH parameter acquisition

^{*} 收稿日期:2022-07-20;修回日期:2022-09-13 通信作者:罗瑞丹

0 引 言

地基伪卫星系统作为典型的全球卫星导航系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS)增强系统, 能够有效克服 GNSS 导航信号落地功率低、容易受 到干扰、恶劣电磁环境下应用受限等缺陷^[1],提升 PNT(Positioning Navigation Timing)服务能力。伪卫 星是基于非星基平台提供附加导航信号的技术,在 GNSS 拒止环境下能够提供备份导航定位能力^[2]。

但是地基伪卫星系统也受到明显的远近效应影响,近场信号的功率通常比远场信号高 20~ 30 dB^[3]。为了克服码分多址(Code Division Multiple Access,CDMA)信号在远近效应下的局限 性,地基伪卫星系统多采用 TH/DS-CDMA(Time Hopping/Direct Sequence-Code Division Multiple Access)信号^[4]进行规避,该信号简称跳时信号。从 用户接收角度来看,跳时信号会增加接收端的复杂 度,将捕获由二维参数估计扩展到三维^[5]。

针对跳时参数估计(TH Parameter Acquisition, TPA)问题,目前常用的跳时帧起始索引法(Timehopping Frame Starting Index,THSI)是将跳时信号使 能时隙间隔时间与本地时隙间隔表进行匹配。该常 规算法通常需要连续 8 个单脉冲信号捕获(Singlepluse Signal Acquisition,SPSA)结果才能完成 TPA, 捕获效能较低,同时也易受突发漏检与误检等影响, 导致错误的同步结果或过长的同步时间^[6]。在此 基础上发展了基于动态贝叶斯网络的跳时序列同步 方法,提高了低载噪比环境下参数估计的鲁棒性。 但是上述方法都基于单个伪卫星跳时序列的自相关 特性^[7],忽略了其他伪卫星的使能时隙信息,导致 捕获阶段进行持续相关计算的时间较长。

本文针对跳时信号快速捕获问题,设计了一种 跳时信号联合捕获算法。基于非连续信号快速傅里 叶变换(Fast Fourier Transform,FFT)快速完成 SPSA 的基础上,利用码相位信息可以确定检测到的每个 脉冲位置;利用跳时信号的时域正交特性与伪随机 性,联合多伪卫星使能时隙结果实现 TPA。相对于 传统的方法,在降低 SPSA 计算量的同时,显著减少 TPA 耗时,实现跳时信号的快速捕获。

1 跳时信号捕获

1.1 信号模型

跳时信号根据伪卫星跳时序列来产生脉冲选通 信号,通过脉冲调制 GNSS 信号的方式来实现时分 复用(Time Division Multiple Access, TDMA)。该选 通信号具有固定的占空比,其占空比是由伪卫星子 网的最大基站容量 N 决定的,占空比一般为 1/N,而 每个时隙(TDMA Slot)长度为一个伪码周期 T_s 。伪 卫星(Pseudolite, PL) PL_i 播发的信号结构如图 1 所示。





式中:A 为信号幅度; $d_i(t)$ 为信息码; $c_i(t)$ 为伪随机 扩频码; ω 为载波频率; φ_0 为初始载波相位;时隙选 通信号 $h_i(t)$ 通过周期性重复子网超帧(superframe) 跳时序列 $h_i[n]$ 产生^[7],伪随机时隙所遵从的时序 分配称为跳时序列,其对应关系为

 $h_{i}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} h_{i} \left[\left\lfloor (t - m \cdot N_{f} \cdot T_{f}) / T_{s} \right\rfloor \right]_{\circ} \quad (2)$ $\vec{x} \div t - m \cdot N_{f} \cdot T_{f} \in \left[0, N_{f} \cdot T_{f} \right]_{\circ}$

跳时序列是一个双极性非平衡伪随机码,其值 在集合{0,1}中。在此基础上,跳时脉冲信号仅在 取值为1的时隙内使能连续导航信号,而在取值为 0的时隙内持续保持静默。跳时序列可以表示为

$$h_{i}[n] = \begin{cases} 1, \leq n = k \cdot N_{s} + l_{k,i} \\ 0, \leq n \end{cases}$$
(3)

· 1945 ·

2023 年

式中: $k \in [0, N_f - 1]$ 表示当前时帧(TDMA Frame)索 引; $l_{k,i} \in [0, N_s - 1]$ 表示该伪卫星在第k个时帧里使 能的时隙; N_s 为每一时帧里总时隙数,即该时隙分 配方案下伪卫星系统的容量; N_f 为整个子网超帧所 包含的时帧总数。对于系统内任意的 $i \neq j$ 情况下, 需满足 $l_{k,i} \neq l_{k,j}$ 。通过时域分隔的方式,减少伪卫星 信号间的干扰。

1.2 跳时信号捕获原理

跳时信号捕获是接收机基带信号处理的第一步,需要完成信号码相位、多普勒频移以及跳时参数的估计。伪卫星信号在经过一定的时间延迟后到达接收天线,通过低噪放、下变频和滤波器后得到数字中频信号。当系统内存在 N_{pl} 颗伪卫星,在不考虑导航电文比特翻转的情况下,接收信号为

 $s_{\rm r}(t) = \sum_{i=1}^{N_{\rm pl}} \overline{A}_i \cdot c_i(t-\tau_i) \cdot h_i(t-\tau_i) \cdot \\ \cos\left[\left(\boldsymbol{\omega}_{\rm if} + \boldsymbol{\omega}_{\rm d,i}\right)t + \boldsymbol{\phi}_{0,i}\right] + w(t) \quad {}_{\circ} \qquad (4)$

式中:对于第*i*颗伪卫星; \overline{A}_i 为信号到达幅度; τ_i 为 传播时延; ω_{if} 为数字中频; $\omega_{d,i}$ 为多普勒频移; $\phi_{0,i}$ 为接收端初始载波相位;w(t)为噪声。

对于跳时信号的捕获,通常分为 SPSA 和 TPA 两部分。SPSA 依赖信号的相关性,通过本地产生一 个伪码周期长度的信号副本与所接收到的数字中频 信号进行持续的滑动相关,并进行相关峰的检测,从 而完成码相位和多普勒频移的估计。将该通道的码 相位估计结果作为 TPA 的输入,可以确定检测到的 每个使能时隙时序关系。通过匹配穷举的方法得到 选通信号 h_i(t)当前时间 t 所对应的跳时序列 h_i[n] 中 n 的估计结果,从而完成信号的三维捕获。

2 跳时信号联合捕获算法

本文在原有的利用单一伪卫星使能时隙匹配穷 举方法的基础上,利用多个伪卫星接收通道使能时 隙信息,提出跳时信号联合捕获算法。首先采用 FFT 快速捕获算法对接收信号进行码相位的并行搜 索,完成单脉冲信号捕获;在此基础上获得多颗伪卫 星相关峰间的时序关系,将其映射为使能时隙映射 序列,并与本地跳时序列映射序列进行截断循环相 关,唯一相关峰所对应的跳时序列相位即跳时参数 的估计结果。图 2 为算法流程图,下文将依次对算 法各部分进行详细介绍。



图 2 联合捕获算法流程

2.1 单脉冲信号捕获

SPSA 采用非连续相关的方式^[9]。通道 *j* 的本 地复现信号为

$$s_{\rm lo}^{(j)}(t) = c^{(j)}(t)g(t) \,_{\circ} \tag{5}$$

式中:g(t)为时隙选通信号,其表达式为

$$g(t) = \begin{cases} 1, t \in [0, T_s] \\ 0, \sharp \& \end{cases}$$
(6)

则对于 *n* · *T*_s 时间长度的同相支路信号的积分为

$$I_{j}(t) = \frac{1}{n \cdot T_{s}} \int_{0}^{n \cdot T_{s}} \int_{0}^{n \cdot T_{s}} s_{lo}^{(j)}(t - \tau) s_{r}(\tau) \cos\left[\left(\omega_{if} + \hat{\omega}_{d}\right)\tau\right] d\tau = \frac{1}{n} \cdot \overline{A}_{j} \cdot g(t - \tau_{j}) \cdot R(t - \tau_{j}) \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{\Delta\omega_{d}}{2}T_{s}\right) \cdot \cos\left[\Delta\omega_{d}(\tau_{j} + \frac{T_{s}}{2}) + \phi_{0}'\right] + W_{I}(t)_{\circ}$$
(7)

式中: $\Delta \omega_{d} = \hat{\omega}_{d} - \omega_{d}$ 为多普勒估计误差; ϕ_{0} '为载波相 位初始估计误差; $W_{I}(t)$ 为同相噪声; $R(\cdot)$ 是扩频 码的自相关值; τ_{j} 为使能时隙起始时刻,其可以表 示为

$$\tau_{j} = \delta_{j} T_{s} + \Delta \tau_{j}, \delta_{j} \in [0, 1, \cdots, n-1], \Delta \tau_{j} \in [0, T_{s}]_{\circ}$$
(8)

· 1946 ·

式中: δ_j 为信号初始使能时隙; $\Delta \tau_j$ 为 j路信号传播 时延。同理可得正交支路信号的积分。当积分值最 大,即 $t = \tau_j$, $\hat{\omega}_{d,j} = \omega_{d,j}$ 时,得到正确的码相位与多普 勒频移的估计值,完成单脉冲信号的捕获。

基于 FFT 的导航信号快速捕获算法具有快速、 有效的特点,通过在整段数据上并行搜索伪码相位 来实现。接收机对缓存的 $n \cdot T_s$ 时间长度的数字中 频信号数据,以不小于 2 倍伪码的采样率 F_{sa} 进行 降采样生成零中频采样信号 $s_r[m] = s_r(m \cdot T)$,其 中 $T = 1/F_{sa}$ 。对于通道 j,以同样的采样率对 $n \cdot T_s$ 时间长度的本地复制信号进行处理可得

$$s_{l_0}^{(j)} [m] = s_{l_0}^{(j)} [m \cdot T] = c^{(j)} (m \cdot T) g(m \cdot T) \circ$$
(9)

则相关结果为

$$I[m;\hat{\omega}_{d}] = \frac{1}{nN_{sa}} \sum_{k=0}^{n \cdot N_{sa}^{-1}} s_{lo}[m-k]s_{r}[k]\cos(\hat{\omega}_{d}kT)_{o}$$
(10)

表达式中 *N*_{sa} = *T*_s · *F*_{sa} 是单个时隙长度的采样 点数。同理可得 *Q*[*m*]。则相关积分结果为

$$\begin{aligned} \mathbf{K}[m; \hat{\boldsymbol{\omega}}_{d}] = I[m; \boldsymbol{\omega}_{d}] + \mathbf{j}Q(m; \hat{\boldsymbol{\omega}}_{d}) = \\ & \frac{1}{n \cdot N_{sa}} \sum_{k=0}^{n \cdot N_{sa}-1} c[m-k]g[m-k]s_{r}[k] \cdot \\ & \exp[\mathbf{j}\hat{\boldsymbol{\omega}}_{d} \cdot k] = \\ & \text{IFFT}\{S_{r}[K] \cdot S_{lo}^{*}[K]\}_{\circ} \end{aligned}$$
(11)

式中: $S_r[K] = FFT \{s_r[k] \exp[j\hat{\omega}_d \cdot k]\}$ 是接收信号 在待检测多普勒频点进行 FFT 变换的结果; $S_{lo}^*[K] = FFT \{s_{lo}^{(j)*}[k-m]\}$ 是对本地信号进行 FFT 变换并取其复共轭结果。将 FFT 变换结果相乘,再 进行快速傅里叶逆变换(Inverse FFT, IFFT)运算即 可得到所有码相位 *m*上的相关结果。当相关结果 的最大值超过捕获门限时,相关峰出现的码相位 $P_i^{(j)}$ 即为第*i* 段缓存数据在通道*j* 相关峰对应的相 位,即单脉冲信号使能时隙的位置^[10]。

2.2 跳时参数估计改进算法

当对至少一个时帧长度的接收信号进行非连续 循环相关捕获后,确定系统中有 N_{PL} 个伪卫星的相 关峰超过捕获阈值,则存在整数x满足 $2^{*} \leq N_{PL}$,则 2^{*} 即为参与跳时参数估计改进算法的伪卫星数。 当 $2^{*} = N_{PL}$ 时,即为所有伪卫星初始码相位都作为 跳时序列联合同步算法的输入;当 $2^{*} < N_{PL}$ 时,选择 2^{*} 颗伪卫星所对应的初始码相位作为跳时序列同 步的输入。 首先将码相位最小的相关峰作为初始使能时隙 位置 *P*_{Init},之后依次将其余伪卫星相关峰所在码相 位 *P*^(j) 与初始码相位 *P*_{Init} 做差得到

$$\Delta P_{i}^{(j)} = m \cdot \frac{F_{\rm sa}}{F_{\rm code}} \cdot L_{\rm code} + \frac{F_{\rm sa}}{F_{\rm code}} \cdot \Delta N_{\rm code\,\circ} \quad (12)$$

式中: $m \in \{0, 1, \dots, n \cdot i - 1\}$; $\Delta N_{\text{code}} \in [-(L_{\text{code}}-1)/2, (L_{\text{code}}-1)/2], L_{\text{code}}$ 为伪随机码序列 长度; F_{code} 为伪码速率。在规定伪卫星系统工作范 围的情况下,由于接收机距离伪卫星相对位置的远 近而造成的时隙重叠码片数 ΔN_{code} ,不应超过最大 值 $\Delta N_{\text{Max}} = F_{\text{code}}$ 。一般来说, $\Delta N_{\text{Max}} < \frac{1}{6} L_{\text{code}}^{[11]}$ 。当超

过最大值时,信号可能发生了误检,需要对错误的相关峰进行剔除。

当使用的伪随机噪声码区分各伪卫星,并获得 其相关峰间的时序关系 { $m_{PL1}, m_{PL2}, \dots, m_{PL2^x}$ }后,将 其进行 x 位映射为序列 z_x, z_x 中每个元素的值属于 {-1,0,1}。

通过对码相位进行捕获,并在码相位捕获的基础上将其映射为序列 *z_x*。以 *x*=2 为例,其映射方法如表1 所示。

伪卫 星号	工作 状态	使能 时隙	映射 位置	映射 内容
1		$m_{ m PL1}$	$z[m_{\text{PL1}} \cdot x: (m_{\text{PL1}}+1) \cdot x-1]$	[1,1]
2	×			
3		$m_{ m PL3}$	$z[m_{\text{PL3}} \cdot x: (m_{\text{PL3}}+1) \cdot x-1]$	[1,-1]
4	×			
5	\checkmark	$m_{ m PL5}$	$z[m_{\text{PL5}} \cdot x: (m_{\text{PL5}}+1) \cdot x-1]$	[-1,1]
6	\checkmark	$m_{ m PL6}$	$z[m_{\text{PL6}} \cdot x: (m_{\text{PL6}}+1) \cdot x-1]$	[-1,-1]
7	×			
÷	÷	÷	÷	÷
10	×			

表1 使能时隙映射方法

其余静默时隙在序列相应位置补 x 位零,以生 成完整的使能时隙映射序列。

对上述 2^x 个参与联合同步伪卫星的本地跳时 序列进行同样规则的映射,生成一个长度为 x · N_f 的本地映射序列 Z_x。将使能时隙映射序列与本地 映射序列进行循环移位截断相关,每次移位 x 位,并 在本地序列中截取与使能时隙映射序列等长的前 (13)

 $x \cdot (\max\{m_{PL1}, m_{PL2}, \dots, m_{PL2^x}\})$ 位进行互相关运算。 在进行 q 次移位后,其对应跳时参数的相关结果为 $M_q = z_x \cdot Z_{x,j} [0:x \cdot (\max\{m_{PL1}, m_{PL2}, \dots, m_{PLn}\}+1)-1]^T$ 。

当最大相关峰 $M_{max} = max \{M_0, M_1, \dots, M_{N_l}\}$ 唯一时,得到初始跳时参数 $q = k \cdot N_s + l_{k,i}$,完成跳时序列同步。

对于 PL_i,可得当前相关峰的码相位 P_{k,i}、时帧 k 以及使能时隙 l_{k,i},则下一相关峰的位置为

$$P_{k+1,i} = P_{k,i} + (l_{k+1,i} - l_{k,i} + N_s) \cdot \frac{F_s}{F_{\text{code}}} L_{\text{code}} \circ \quad (14)$$

跳时信号脉冲选通时间短,对单脉冲进行积分 其结果随着载频误差下降较慢,在 TPA 结果的基础 上联合多个使能时隙信号,增加非相干积分时间,以 得到多普勒频移细捕获结果^[8]。至此完成跳时信 号捕获,并将捕获结果送入跟踪环路。

3 仿真分析

本节仿真分析本文所提出的跳时信号联合捕获 算法性能。数字中频信号采样率为16.368 MHz,伪 码速率设置为1.023 MHz,伪码长度为1023。 TDMA时隙分配方案采用LOCATA信号接口控制文 档中Subnet1的方案^[12]。伪卫星系统最大容量为 10,最大服务范围规定为50 km。

预先设定系统中 PL₁, PL₃, PL₅, PL₆ 处于工作 状态,设定初始发射功率为-10 dB, 热噪声功率为 -174 dB · Hz。设置信号传播的距离, 使信号在接 收端有明显的载噪比差值, 该空间分布具有伪卫星 应用场景的典型性。在计算接收信号的损耗时, 仅 考虑自由空间传播损耗以及传播时延, 则在接收端 各伪卫星信号参数如表 2 所示。

表 2 接收信号参数设置								
伪卫 星号	传播距 离/km	接收载 噪比/(dB・Hz)	码相位 延迟	多普勒 频偏/Hz				
1	5.0	54	17	-650				
3	1.0	68	5	3 500				
5	6.4	51	23	-1 450				
6	4.1	55	15	650				

设置接收机开始捕获时,系统跳时参数为 832, 接收端数字中频信号第一个 TDMA 帧的时域图如 图 3 所示,*x* 轴为信号使能时隙,*y* 轴为信号载噪比。



3.1 联合捕获算法有效性仿真

本项仿真将计算结果与预设值进行比对以验证 联合捕获算法 SPSA、TPA 的有效性。

3.1.1 单脉冲信号捕获

将降采样后的数字中频信号以每 5 · T_s 的数据 长度进行一次 FFT 运算,以 500 Hz 的多普勒频移搜 索步长进行码相位的搜索,得到归一化后的码相位 捕获结果,如图 4 所示。



图 4 伪卫星单脉冲信号捕获结果

对于伪卫星 1,码相位捕获结果为 (4-1)×2048+(17+1)×2048/1023=6180,即第4个 时隙内的第17个码片。同理可得 SPSA 结果与仿 真预设值一致,正确完成 SPSA。

3.1.2 跳时参数估计

将码相位捕获结果按照表1的规则进行映射, 得到使能时隙映射序列。根据码相位结果依次可得 x=2,m_{PL1}=3,m_{PL2}=0,m_{PL3}=5,m_{PL4}=6。将该映射 序列与本地跳时序列进行循环截断相关,得到相关 结果如图5所示。当本地跳时参数为832时,其循 环截断相关值最大且唯一,与仿真预设值一致,正确

完成 TPA。



3.2 跳时参数估计时间仿真

本项仿真将本文算法的 TPA 时间与传统方法 进行比较,验证本文算法的 TPA 效果。仿真场景配 置与上文相同。由于接收机开始捕获时信号的初始 跳时参数不同,会导致估计时间的差异,本项仿真中 将跳时参数设为1~2000范围内的随机整数值,并 进行 2000次随机抽样试验。对 TPA 时间进行统 计分析,结果如图 6 所示。



图 6 跳时参数估计时间对比

跳时信号平均每一时帧长度使能一次,因此通 过时帧数反映 TPA 时间,纵轴是结果为该时帧数占 总仿真次数的比例。比较两种方法 TPA 时间分布 可知,本文算法相较于传统算法有明显改善。本文 算法结果集中分布在 1~2 个时帧范围内,而传统方 法的结果主要分布在 3~5 个时帧范围内。在本文 仿真伪码周期为 1 ms 的前提下,联合捕获算法 TPA 平均时间为 13.64 ms,而传统方法 TPA 平均时间为 37.19 ms, TPA 时间减少了 63.32%。

3.3 伪卫星数量仿真

本项仿真分析工作伪卫星数量与联合捕获算法 TPA 效能间的关系,将系统中工作伪卫星数分别设 定为1~6颗,并随机设置工作伪卫星组合以及跳时 参数初始值,进行1000次试验。通过对本文算法 的 TPA 时间进行统计分析,得到的结果如图 7 所示。



图 7 工作伪卫星数与跳时参数估计时间关系

当系统中工作伪卫星数增多时,完成 TPA 所需 的最大时间、最小时间以及平均时间均随之减少。 系统中工作伪卫星数为1时,联合捕获算法降级为 传统方法。但随着参与伪卫星数量的增加,联合捕 获算法的性能改善显著程度逐渐减小。因此,当系 统中有多颗伪卫星在工作时,参与联合捕获算法的 伪卫星数量设定在4左右即可达到较好的效果。

4 结 论

本文基于跳时信号体制伪卫星时隙正交性以及 时帧内时隙分配的特点,提出了一种基于伪卫星跳 时信号的联合捕获算法,并分别开展了联合捕获算 法的有效性、TPA 效能和伪卫星数对算法效能影响 的仿真试验。仿真结果表明,相对比传统的 THSI 法,本文算法能够正确完成 SPSA 和 TPA, TPA 效能 有显著提高,在伪卫星跳时信号的快速捕获问题上 具有一定的技术优势。

参考文献:

- [1] 袁洪,陈潇,罗瑞丹,等. 对低轨导航系统发展趋势的 思考[J].导航定位与授时,2022,9(1):1-11.
- [2] COBB H S. GPS pseudolites: theory, design, and applications[D]. Stanford:Stanford University, 1997.
- [3] WANG D, CHEN G W, LIU S D. Near-far effect

mitigation method using pseudolite signal acquisition [J]. Journal of Measurement Science and Instrumentation, 2017, 8(3):228-237.

- [4] CHEONG J W, DEMPSTER A G, WAYN J. Detection of time-hopped DS-CDMA signal for pseudolite-based positioning system [C]//Proceedings of the 22nd International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation. Savannah:ION,2009:881-891.
- [5] WANG J, XU Y, LUO R, et al. Synchronisation method for pulsed pseudolite positioning signal under the pulse scheme without slot-permutation [J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2017, 11(12):961-968.
- [6] LIU X, YAO Z, LU M. Robust time-hopping pseudolite signal acquisition method based on dynamic Bayesian network[J]. GPS Solutions, 2021, 25(2):1-14.
- [7] DANIELE B, CILLIAN O. Design of a general pseudolite pulsing scheme [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(1):2-16.
- [8] YUN S, YAO Z, WANG T, et al. High accuracy and fast acquisition algorithm for pseudolites-based indoor positioning systems [C]//Proceedings of 2016 Fourth International Conference on Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation and Location Based Services. Shanghai; IEEE, 2016:51-60.
- [9] ZHOU B, YU B, LUO W. A new approach for pulsed pseudolite signal acquisition using FFT [C]//

- [10] 赵香香,陈潇,郭旭强.一种针对用户 GNSS 时钟的转发 式欺骗方法[J].电讯技术,2020,60(12):1415-1419.
- [11] BARNES J, RIZOS C, WANG J, et al. The development of a GPS /pseudolite positioning system for vehicle tracking at BHP steel [C]//Proceedings of 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation. Portland: ION, 2002: 1779-1789.
- [12] Locata Corporation Pty Ltd. LocataNet positioning signal interface control: ICD-LOC - 100A [EB/OL]. [2022-07-10]. http://www.locata.com/wp-connect/ uploads/2014/07/Locata-ICD-100E.pdf.

作者简介:

赵光耀 男,1998年生于辽宁丹东,硕士研究生,主要 研究方向为伪卫星技术。

陈 潇 男,1983 年生于陕西西安,硕士,高级工程师, 主要研究方向为卫星导航信号仿真、导航安全等。

袁 洪 男,1968 年生于陕西西安,博士,研究员,主要 研究方向为卫星导航增强、电离层探测等。

罗瑞丹 女,1987年生于河南许昌,博士,副研究员,主 要研究方向为信号体制、同步算法等。

赵宏宇 男,1979年生于辽宁沈阳,硕士,工程师,主要 研究方向为航天测控。